

## 第2章 直流-直流变换技术

---

- ◆概述
- ◆各种直流-直流变换电路

## 2.1 概述

---

- ◆ 直流--直流变换电路（DC/DC Converter）也称为**直流斩波电路**（DC Chopper）。
- ◆ 将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电。
- ◆ 一般指直接将直流电变为另一直流电，不包括直流—交流—直流。
- ◆ 功能：
  - 直流电幅值变换
  - 直流电极性变换
  - 直流电路阻抗变换
  - 有源滤波
- ◆ 应用：
  - 直流电机调速、直流焊机、电解电镀电源、开关电源、功率因数校正

# 1、电路种类

---

## ( 1 ) 无变压器隔离 :

- ◆ 降压式变换电路 ( Buck电路 )
- ◆ 升压式变换电路 ( Boost电路 )
- ◆ 升降压式变换电路 ( Buck-Boost电路 )
- ◆ 库克电路 ( Cuk电路 )
- ◆ Sepic电路
- ◆ Zeta电路

## ( 2 ) 变压器隔离 :

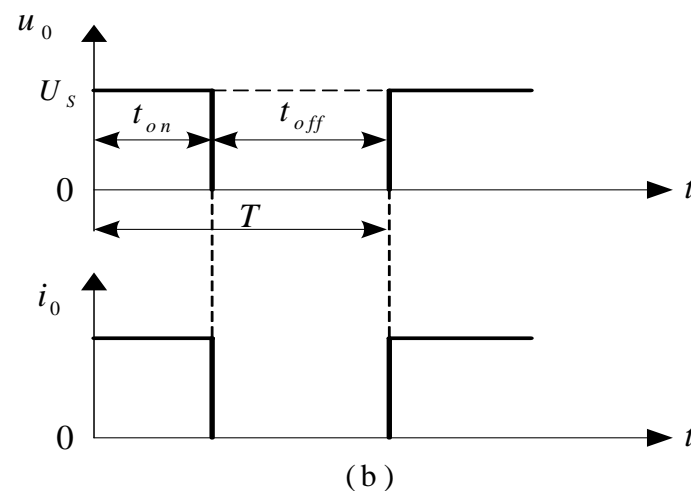
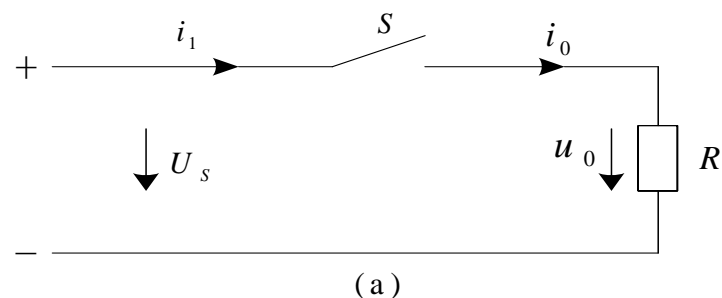
- ◆ 正激式变换电路
- ◆ 反激式变换电路
- ◆ 桥式隔离变换电路

## 2、DC-DC变换电路的工作原理

- ◆ DC-DC变换电路输出直流平均电压

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} U_s dt = \frac{t_{on}}{T} U_s = D U_s$$

- ◆  $D=t_{on}/T$ 称为导通占空比。
- ◆ 通过改变占空比，即可改变负载R上的直流平均电压。

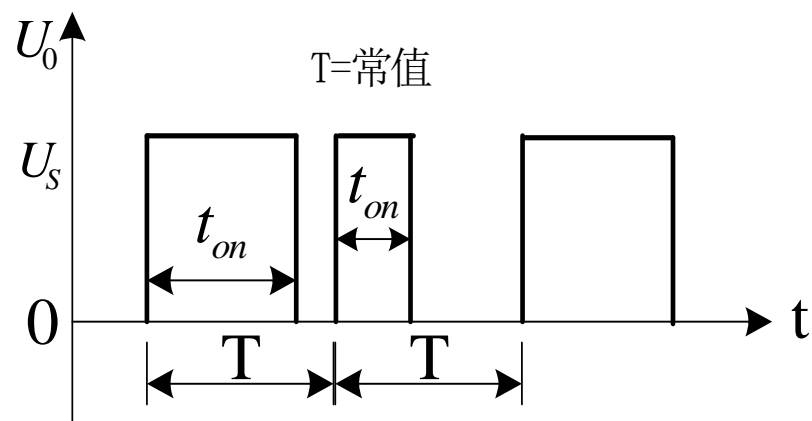


DC-DC变换电路原理图及波形

### 3、脉冲调制方式

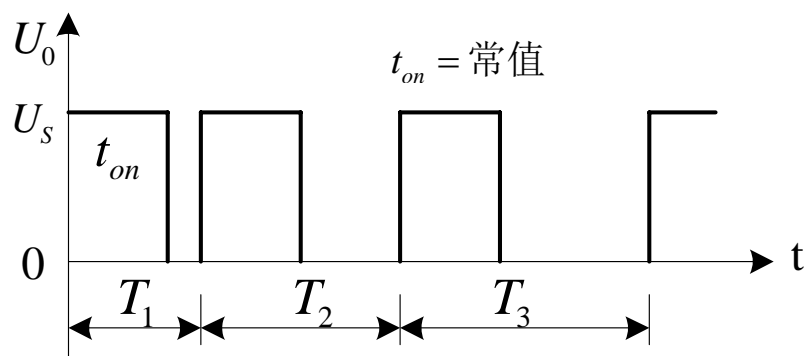
- ◆ 脉冲宽度调制 ( **PWM** )

- 电力电子器件的通断频率 ( 即周期 **T** ) **一定** , 通过**改变**开关元件的导通时间  **$t_{on}$**  来改变导通比, 从而改变输出电压的平均值。



- ◆ 脉冲频率控制 ( **PFM** )

- 开关元件导通时间  **$t_{on}$**  **固定不变** , 通过**改变**开关元件的通断周期 **T** 来改变导通比, 从而改变输出电压的平均值。



## 2.2 直流降压变换电路 (**Buck** 电路)

---

- ◆ **Buck电路的基本输入输出关系**
- ◆ **电感伏秒平衡和电容充电平衡**
- ◆ **变换器输出电压纹波估计**
- ◆ **不连续导通模式**

## 2.2.1 Buck电路的基本输入输出关系

- ◆  $u_s(t)$  的直流成分是其平均值  $\langle u_s \rangle$

$$\langle u_s \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_s(t) dt$$

$$\langle u_s \rangle = \frac{1}{T_s} (DT_s U_d) = D U_d$$

- ◆ 电感L和电容C组成低通滤波器，其设计原则是

- 使  $u_s(t)$  的直流分量可以通过，而抑制  $u_s(t)$  的开关频率及其谐波分量通过。

- ◆ 稳态时，输出电压  $u_o(t)$  的平均值  $U_o$

$$U_o = \langle u_s \rangle = D U_d$$

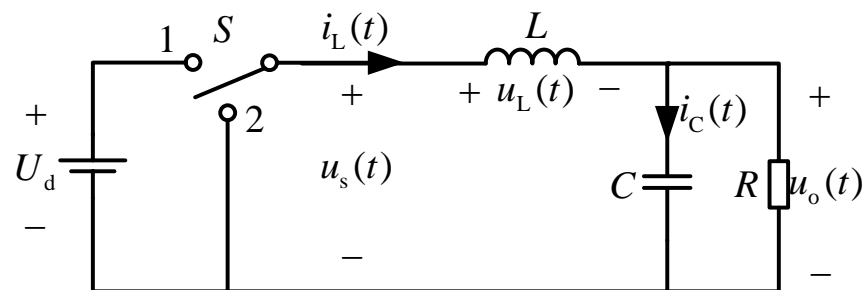


图2.1 用理想开关表示的Buck变换器

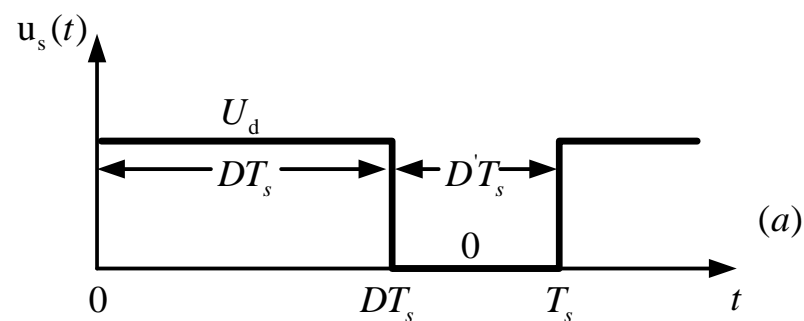


图2.2 开关S输出电压波形

## ◆ 输出直流电压与输入直流电压的变换比

$$M = \frac{U_o}{U_d} = D$$

$$0 \leq D \leq 1$$

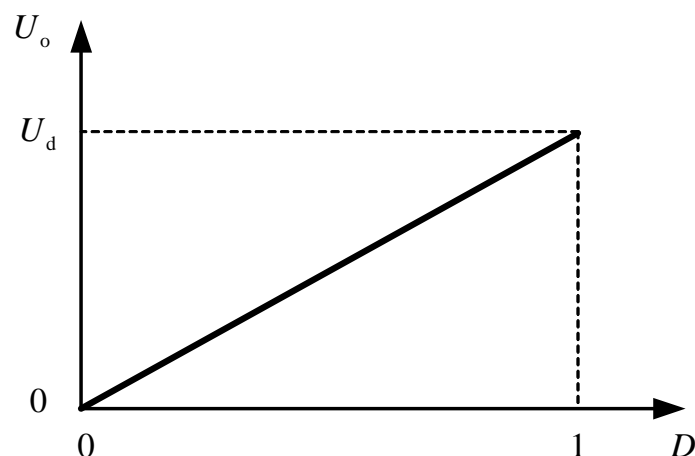


图2.3 直流输出电压 $U_o$ 与占空比 $D$ 的关系

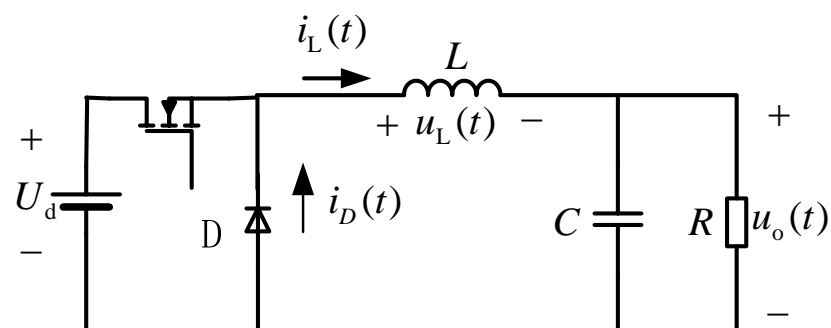


图2.4 采用功率MOSFET晶体管和二极管表示的Buck变换器



## 2.2.2 电感伏秒平衡和电容充电平衡

- ◆ 实际输出电压

$$u_o(t) = U_o + u_{\text{ripple}}(t)$$

- ◆ 通常开关纹波的幅值远远小于直流分量

$$|u_{\text{ripple}}|_{\text{max}} \ll U_o$$

- ◆ 忽略其小纹波成分 $u_{\text{ripple}}(t)$

$$u_o(t) \approx U_o$$

- ◆ 上述近似称为小纹波近似，或称线性纹波近似，可大大简化变换器波形的分析。

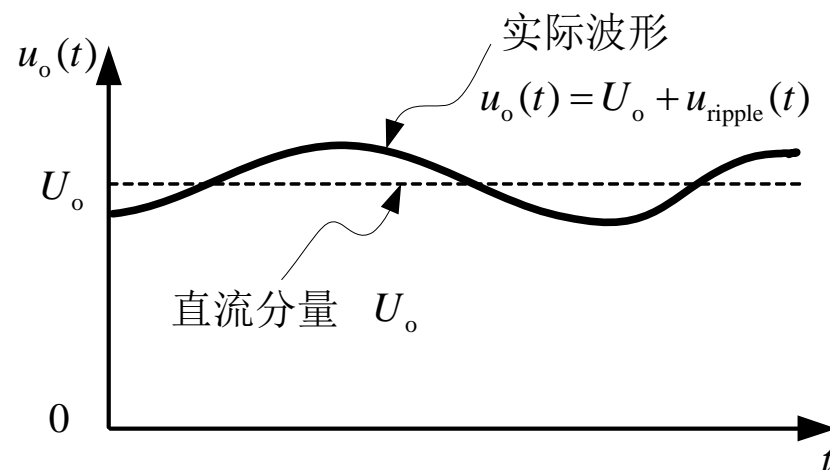
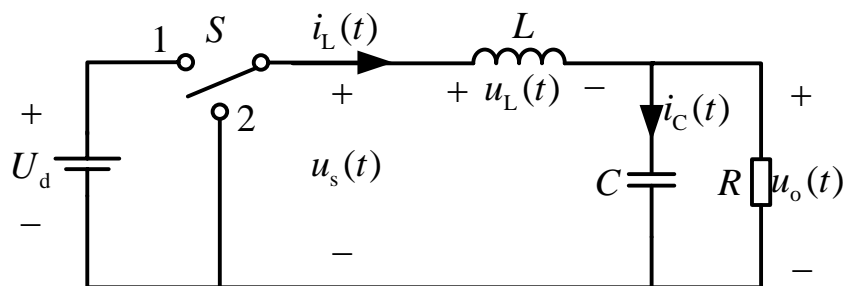
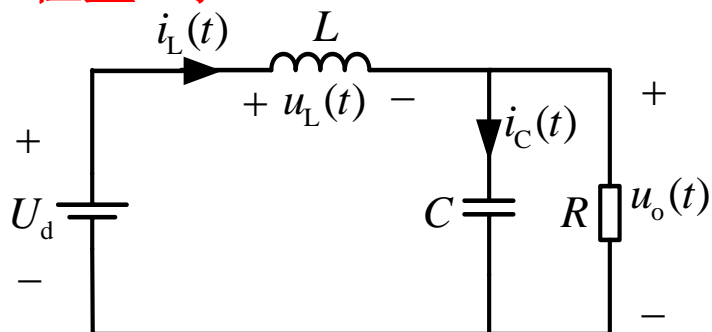


图2.5 输出电压波形 $u_o(t)$



开关在位置1时:



开关在位置2时:

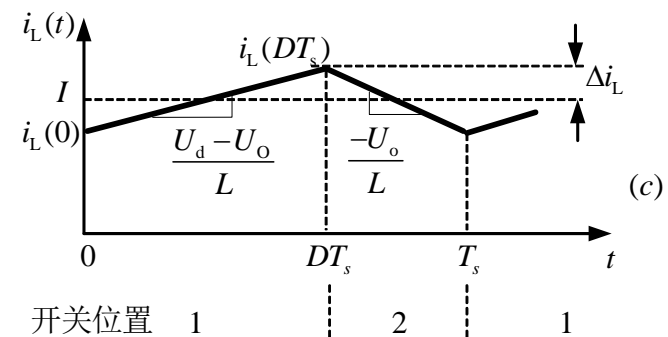
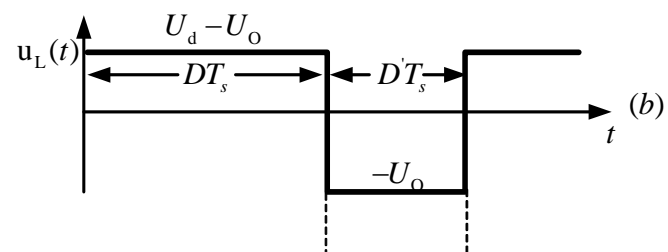
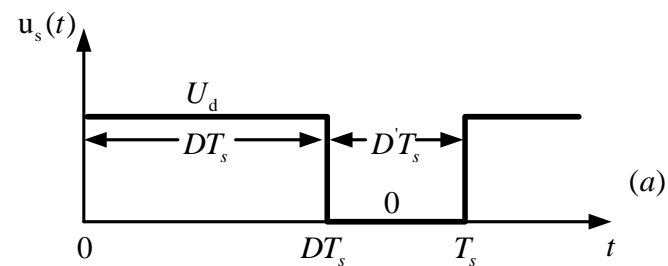
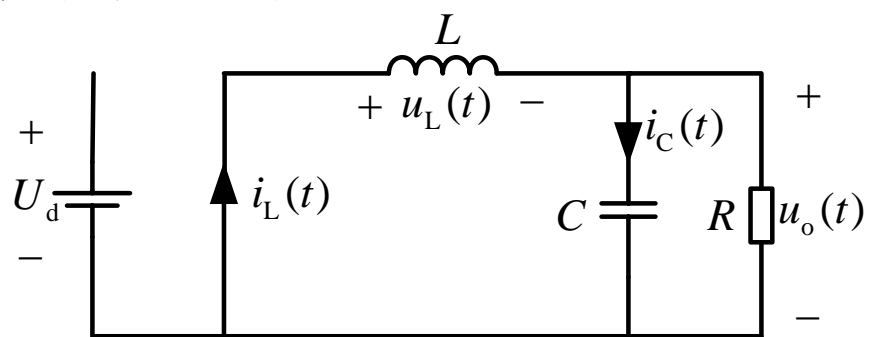
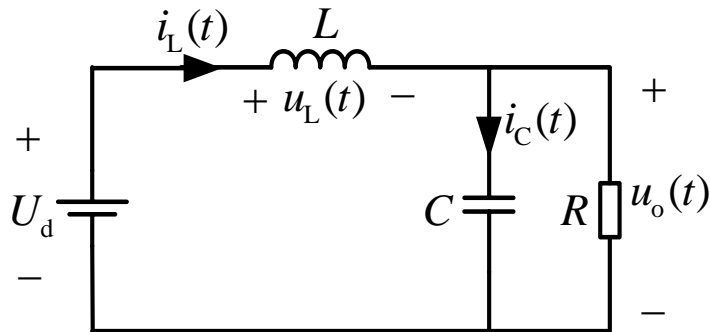


图2.2 Buck变换器稳态 (a) 开关S输出电压波形 (b) 电感电压波形 (c) 电感电流波形

开关在位置1时:



$$u_L = U_d - u_o(t)$$

采用小纹波近似:

$$u_L = U_d - U_o$$

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

电感电流波形的斜率为:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_d - U_o}{L}$$

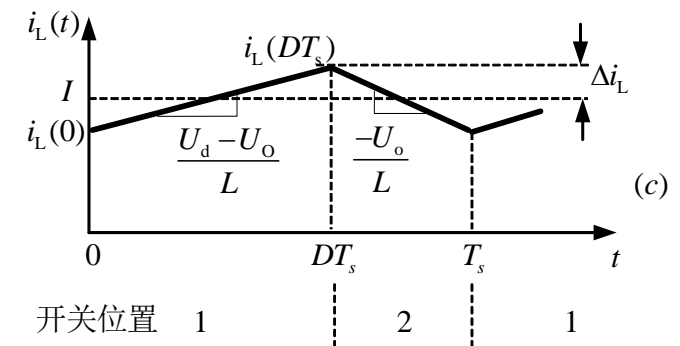
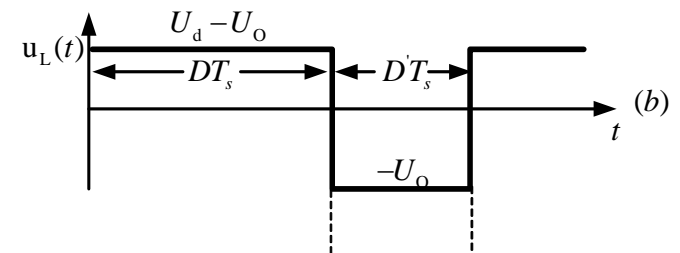
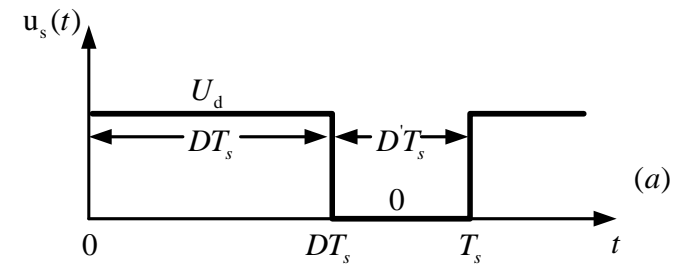
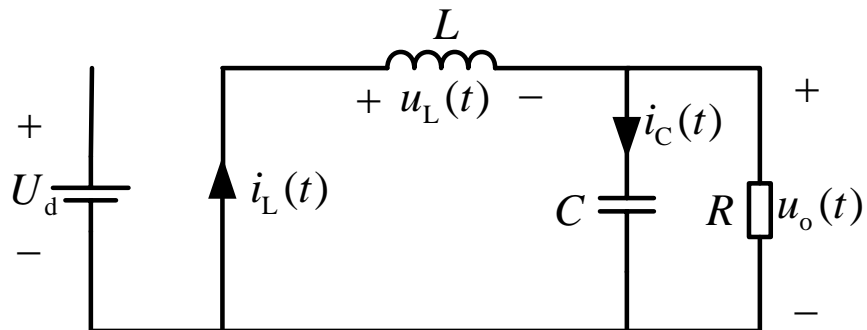


图2.2 Buck变换器稳态 (a) 开关S输出电压波形  
(b) 电感电压波形 (c) 电感电流波形

开关在位置2时:



$$u_L(t) = -u_o(t)$$

采用小纹波近似:

$$u_L(t) = -U_o$$

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

电感电流波形的斜率为:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{U_o}{L}$$

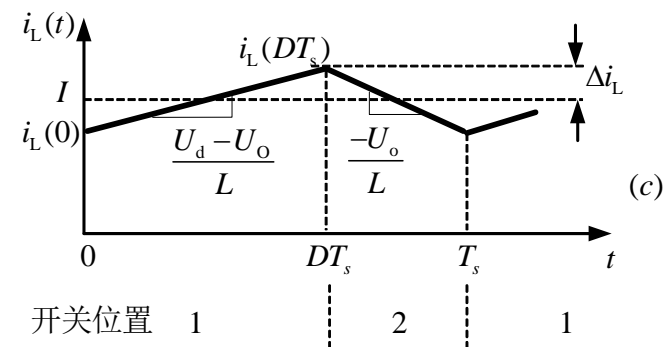
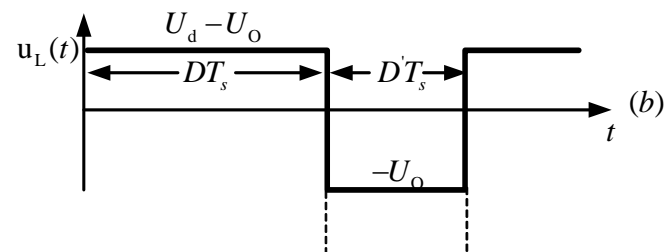
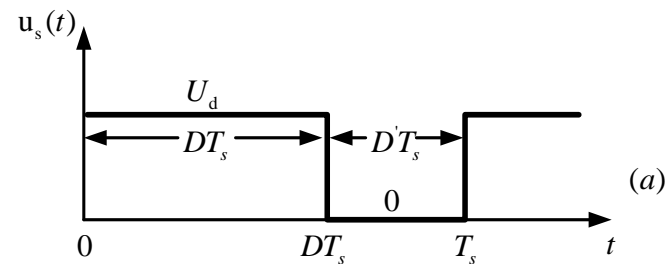


图2.2 Buck变换器稳态 (a) 开关S输出电压波形 (b) 电感电压波形 (c) 电感电流波形

- ◆  $i_L(t)$ 的波形关于 $I$  对称，因此在第一个子区间中电流上升 $2\Delta i_L$

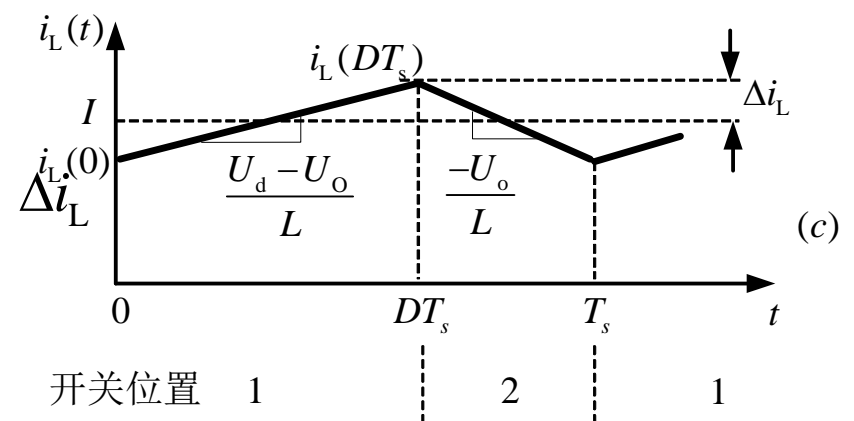
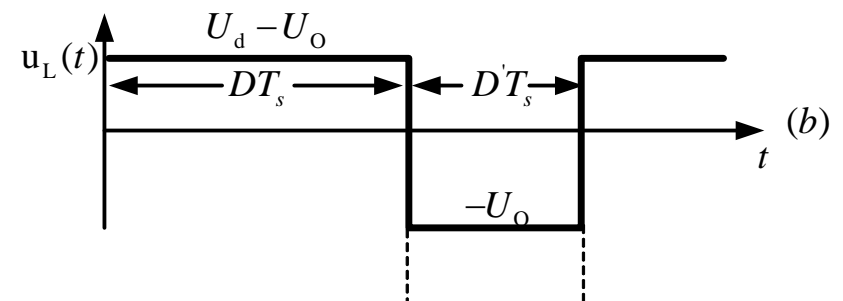
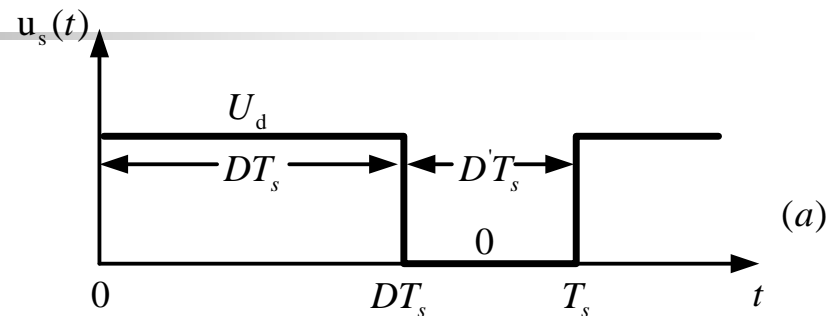
- $\Delta i_L$ 是纹波峰值
  - $2\Delta i_L$ 纹波峰峰值

- ◆  $i_L(t)$ 的变化量 = 斜率  $\times$  子区间长度

$$\Delta i_L = \frac{U_d - U_o}{2L} DT_s$$

- ◆  $\Delta i_L$ 的典型值是在满载时的直流分量 $I$ 的10% ~ 20%范围内。
- ◆  $\Delta i_L$ 不希望太大，否则将增大流过电感和半导体开关器件的电流峰值。
- ◆ 可以通过选择合适的电感值来得到所希望的电流纹波

$$L = \frac{U_d - U_o}{2\Delta i_L} DT_s$$



- ◆ 在平衡时，变换器的波形是周期性的。要求经过一个开关周期，电感电流的净变化量为零。

$$i_L(nT_s) = i_L((n+1)T_s)$$

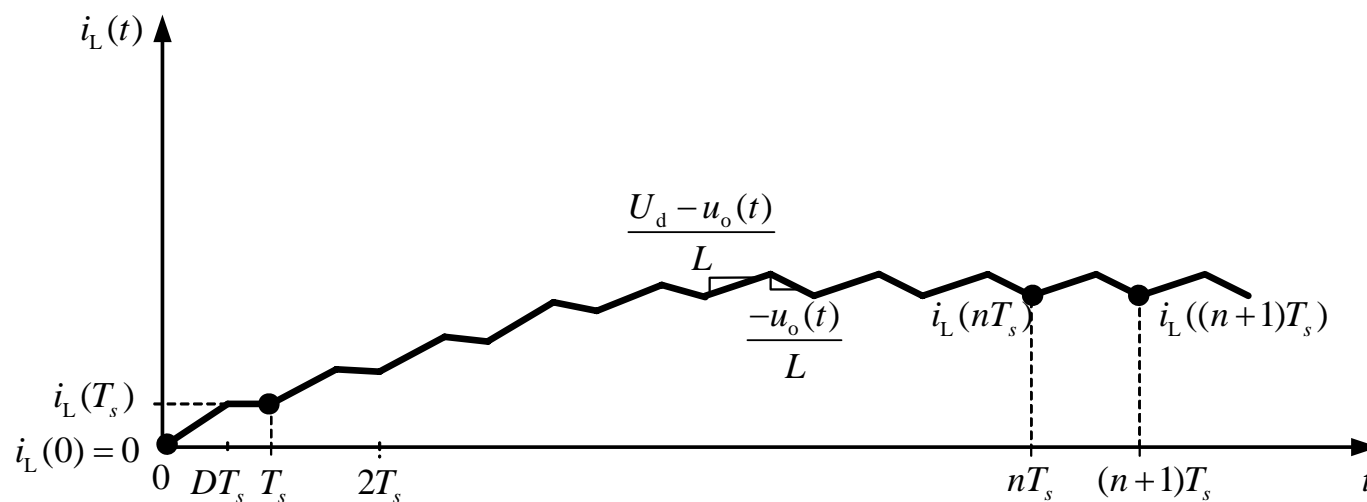


图2.7 变换器启动运行瞬间电感电流波形

## 电感伏秒平衡原理：推导输出电压的直流成分

- ◆ 对于电感

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

- ◆ 进行一个周期的积分，得到

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} u_L(t) dt$$

- ◆ 在稳态，一个开关周期电感电流的初始值与结束值相等，显然上式的左边为0。在一个开关周期内电感电压对时间的积分（伏·秒）为零。称为电感伏秒平衡原理

$$0 = \int_0^{T_s} u_L(t) dt$$

- ◆ 在稳态时施加在电感上的电压的平均值必须为零。

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_L(t) dt = \langle u_L \rangle$$

$$\lambda = \int_0^{T_s} u_L(t) dt = (U_d - U_o)(DT_s) + (-U_o)(D'T_s)$$

◆ 平均值为

$$\langle u_L \rangle = \frac{\lambda}{T_s} = D(U_d - U_o) + D'(-U_o)$$

◆ 由于  $\langle u_L \rangle = 0$  ,  $D + D' = 1$

$$0 = DU_d - (D + D')U_o = DU_d - U_o$$

◆ 解得

$$U_o = DU_d$$

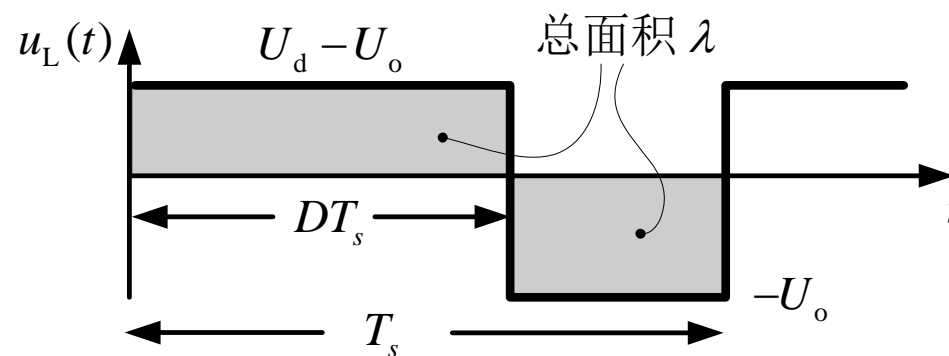


图2.8 电感伏秒平衡原理



## 电容安秒平衡原理：推导开关变换器的稳态电流

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt}$$

- ◆ 在一个开关周期中对上式积分

$$u_C(T_s) - u_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_C(t) dt$$

- ◆ 在稳态，经过一个开关周期电容电压的净变化量必须为零，上式的左边等于零。因此，在平衡时，一个开关周期内电容电流对时间的积分（安·秒，或充电）为零。称为电容安秒平衡原理或电容充电平衡原理。
- ◆ 即在平衡时，电容电流的平均值或直流成分必须为零。

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) dt = \langle i_C \rangle$$

## 2.2.3 变换器输出电压纹波估计

- ◆ 电感电流波形 $i_L(t)$  包含直流成分 $I$ 和峰值 $\Delta i_L$ 的线性纹波。
- ◆ 电容需要滤掉主要的开关纹波，选择电容 $C$ 足够大，以使开关频率时的电容阻抗值远小于负载阻抗 $R$ 。因此，几乎所有的电感电流纹波流经电容，而流经负载阻抗 $R$ 的纹波非常少。电容电流波形 $i_C(t)$  近似等于电感电流波形去掉直流成分后的交流成分。

- ◆ 对于电容
- ◆ 根据电流波形
- ◆ 电压纹波峰值

$$q = C(2\Delta u)$$

$$q = \frac{1}{2} \Delta i_L \frac{T_s}{2}$$

$$\Delta u = \frac{\Delta i_L T_s}{8C}$$

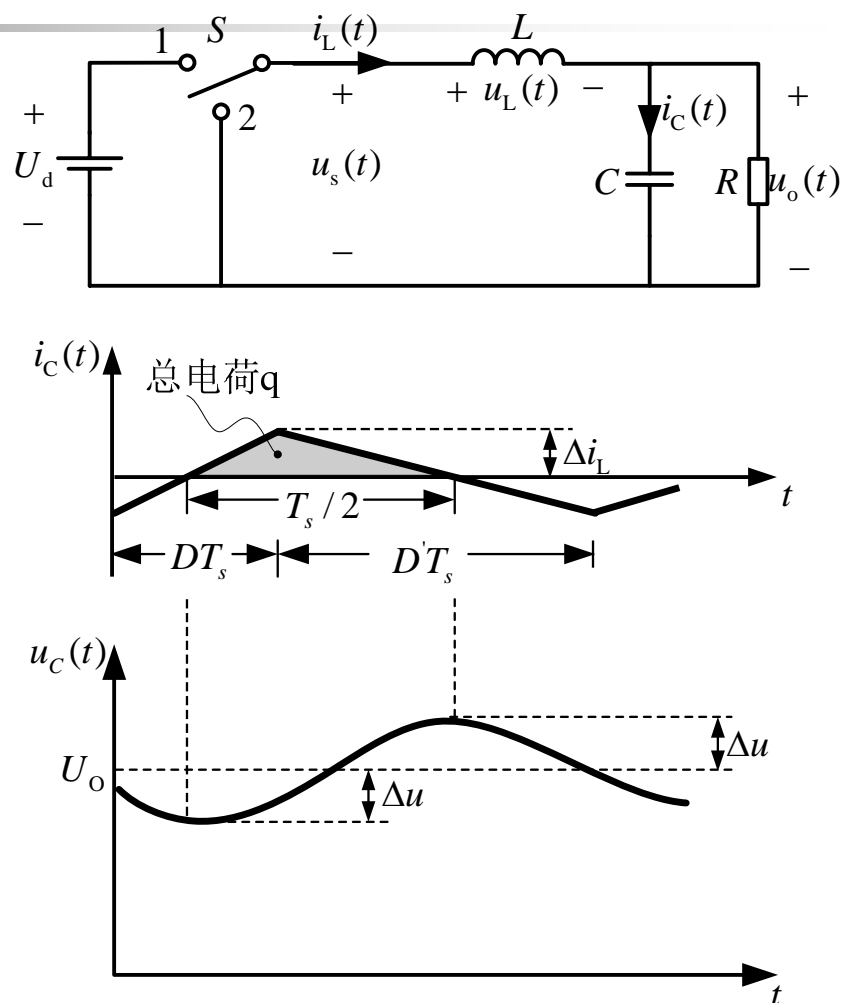


图2.9 Buck变换器输出电容电压和电流波形

问题：Buck电路中，L、C 对电感电流 $i_L$ 脉动大小和输出电容电压 $u_C$ 的脉动大小分别有何影响？

$$\Delta i_L = \frac{U_d - U_o}{2L} DT_s = \frac{(1-D)D}{2Lf_s} U_d$$

$$\Delta u = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} = \frac{(1-D)D}{16LCf_s^2} U_d$$

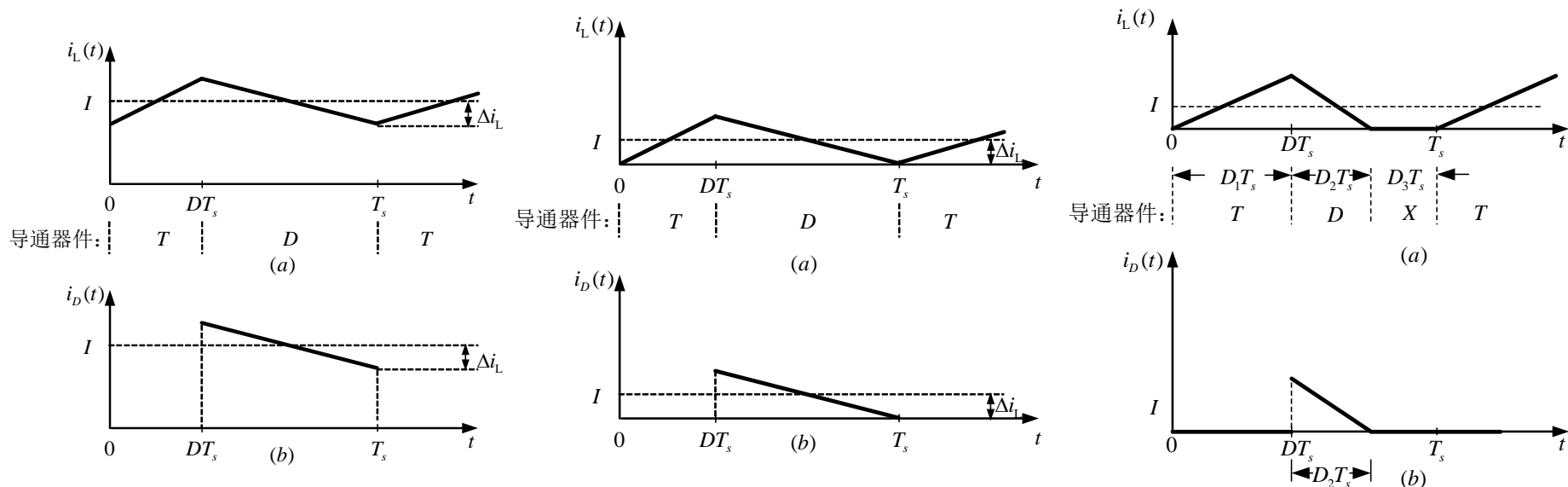
- ◆  $L \uparrow \Rightarrow \Delta i_L \downarrow$
- ◆  $L \uparrow, C \uparrow \Rightarrow \Delta u_C \downarrow$
- ◆  $f_s \uparrow \Rightarrow \Delta i_L \downarrow, \Delta u_C \downarrow$
- ◆  $\Delta i_L, \Delta u_C$  确定, 则:
- ◆  $f_s \uparrow \Rightarrow C \downarrow, L \downarrow$

## 2.2.4 不连续导通模式

---

- ◆ **连续导通模式**
  - **( Continuous Conduction Mode , CCM )**
- ◆ **不连续导通模式**
  - **( Discontinuous Conduction Mode , DCM )**

# 1) 不连续导通模式的起因和模式界限



连续导通模式(CCM)    临界(critical)连续导通模式    不连续导通模式(DCM)

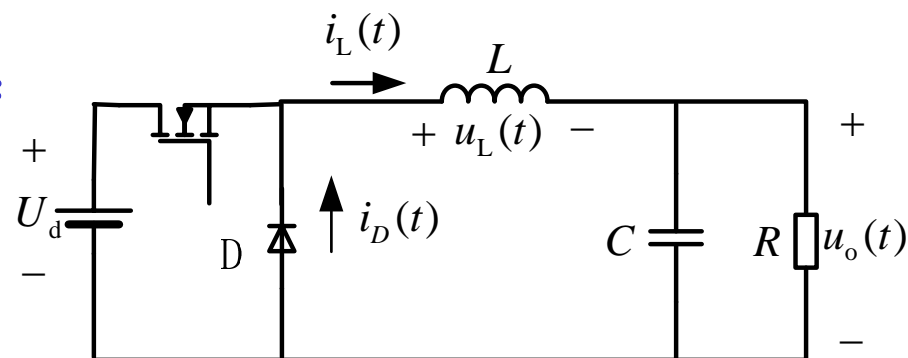
工作在连续和不连续导通模式的条件是:

$$I > \Delta i_L$$

对于CCM

$$I < \Delta i_L$$

对于DCM



# 不连续导通模式(DCM)的模式界限

- ◆ 连续导通模式(CCM)时
  - 电感电流直流分量=负载直流电流

$$I = \frac{U_o}{R} = \frac{DU_d}{R}$$

- 电感电流纹波峰值

$$\Delta i_L = \frac{(U_d - U_o)}{2L} DT_s = \frac{U_d DD'T_s}{2L}$$

- ◆ 由  $I < \Delta i_L$  得到工作在不连续导通模式(DCM)下的条件

$$\frac{DU_d}{R} < \frac{DD'T_s U_d}{2L}$$

- 简化得  $\frac{2L}{RT_s} < D'$

- 也可以表示为  $K < K_{crit}(D)$

- 其中

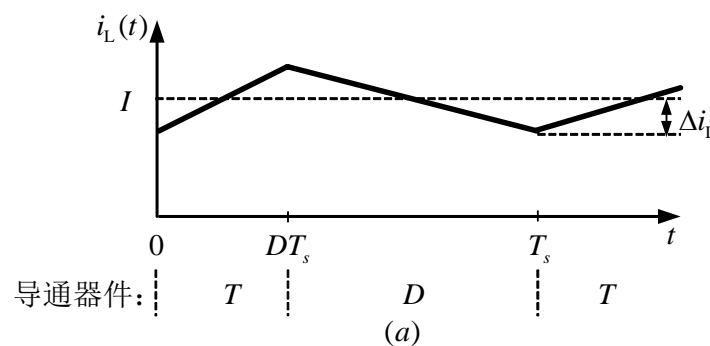
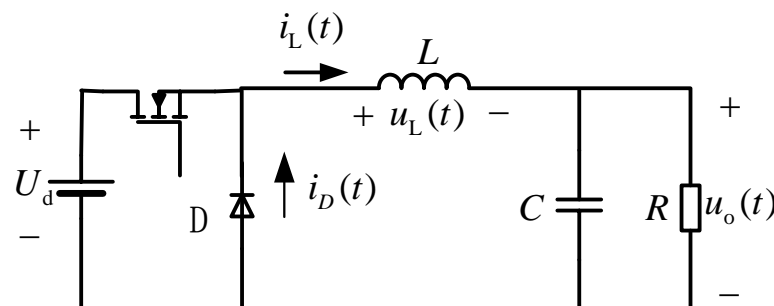
$$K = \frac{2L}{RT_s}$$

$$K_{crit}(D) = D'$$

$$D' = 1 - D$$

- ◆ 无量纲参数K是变换器工作于不连续导通模式的趋势的量度。

- 当  $K > K_{crit}$  时工作在CCM模式
- 当  $K < K_{crit}$  时工作在DCM模式



# Buck变换器 $K_{crit}(D)$ 与占空比D的关系

## ◆ 工作在不连续导通模式(DCM)下的条件

$$K < K_{crit}(D)$$

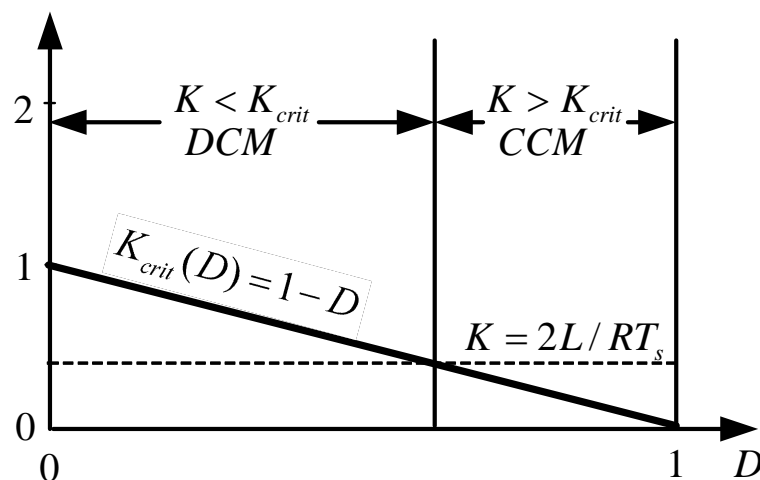
## ◆ 其中

$$K = \frac{2L}{RT_s}$$

$$K_{crit}(D) = D'$$

$$D' = 1 - D$$

对于  $K < 1$



对于  $K > 1$

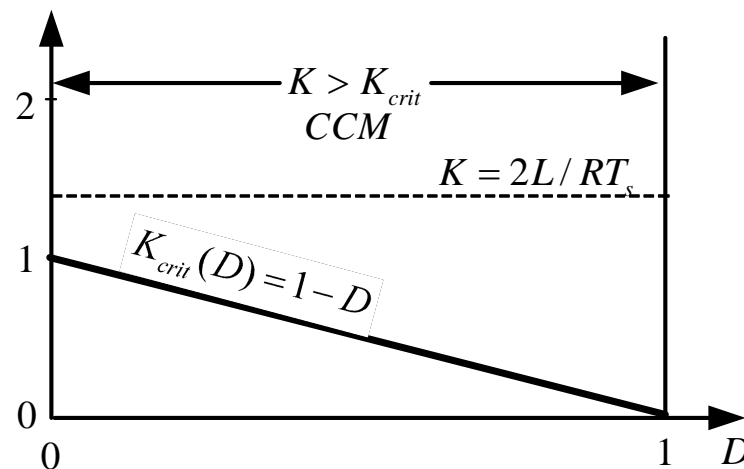


图2.13 Buck变换器  $K_{crit}(D)$ 与占空比D的关系图

# 用负载电阻R表示的模式界限

- ◆ 当 $R < R_{\text{crit}}(D)$ 时工作在CCM模式
- ◆ 当 $R > R_{\text{crit}}(D)$ 时工作在DCM模式
- ◆ 其中

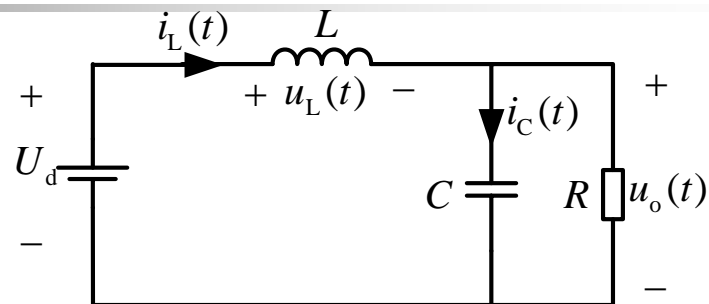
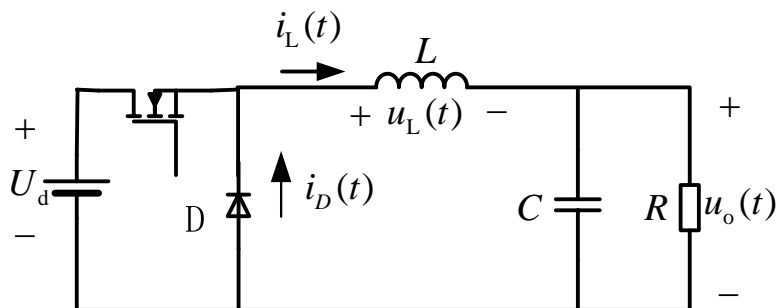
$$R_{\text{crit}}(D) = \frac{2L}{D'T_s}$$

- ◆ 注：**负载大小与负载电阻大小是不同的概念**
  - **负载大小**
    - 重载，负载大 ---- 输出功率大，负载电流大；
    - 轻载，负载小 ---- 输出功率小，负载电流小
  - **负载电阻大小**
    - 负载电阻的阻值的大小

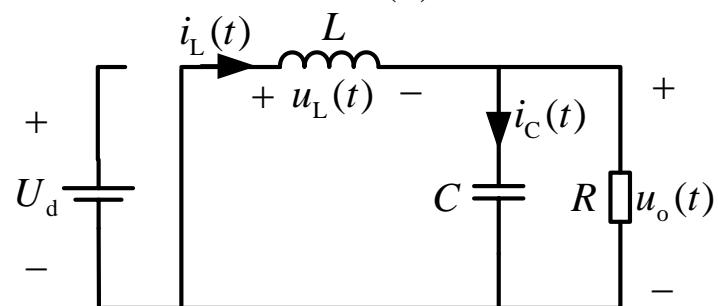


## 2) 变换比 $M(D,K)$ 的分析

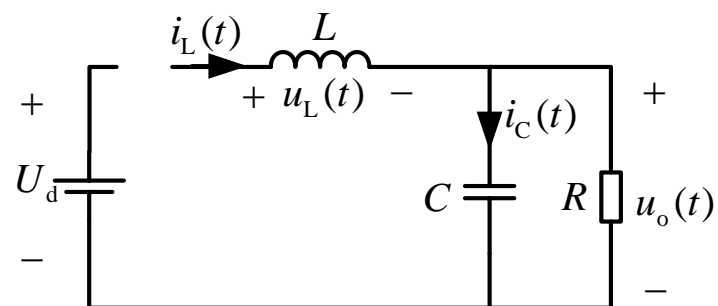
- ◆ Buck变换器工作在DCM模式下有三个子区间



(a)



(b)



(c)

## ( a ) 子区间1

- ◆  $0 < t < D_1 T_s$  , 晶体管导通

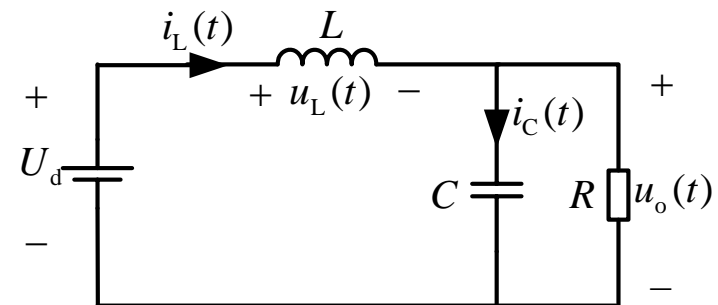
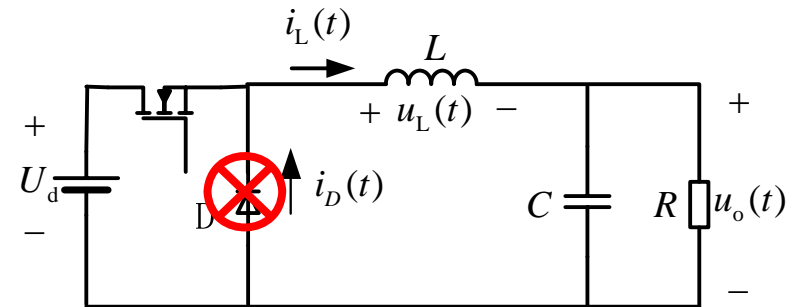
$$u_L(t) = U_d - u_o(t)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{u_o(t)}{R}$$

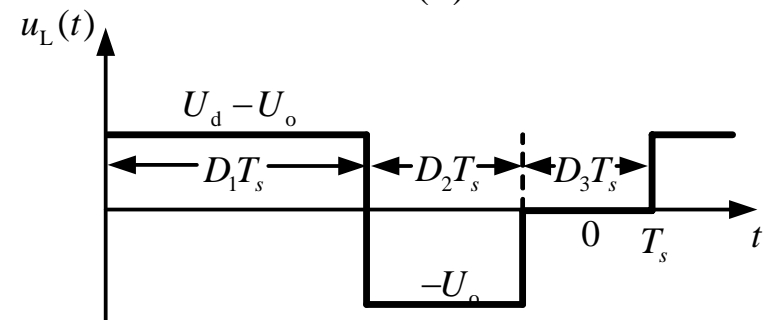
- ◆ 采用线性纹波近似，忽略输出电容电压纹波，得：

$$u_L(t) \approx U_d - U_o$$

$$i_C(t) \approx i_L(t) - \frac{U_o}{R}$$



(a)



## (b) 子区间2

- ◆  $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$  ,  
二极管导通

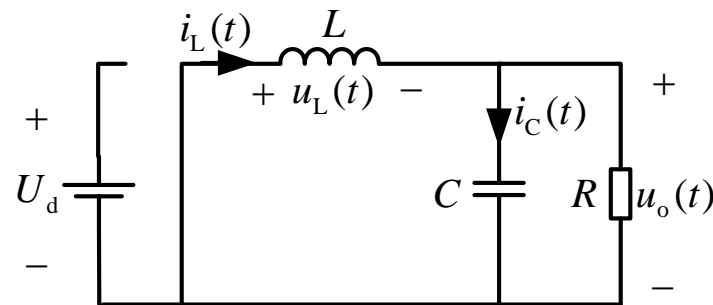
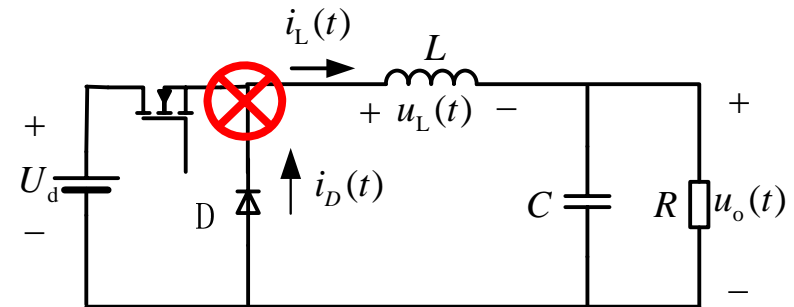
$$u_L(t) = -u_o(t)$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{u_o(t)}{R}$$

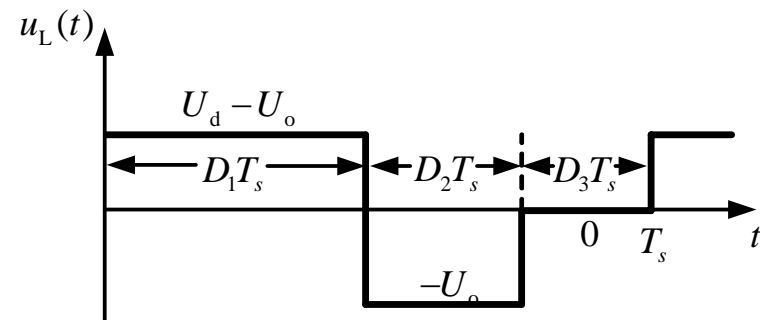
- ◆ 采用线性纹波近似，忽略  
输出电容电压纹波，得到

$$u_L(t) \approx -U_o$$

$$i_C(t) \approx i_L(t) - \frac{U_o}{R}$$



(b)



## (c) 子区间3

- ◆  $(D_1 + D_2)T_s < t < T_s$  , 晶体管 and 二极管均处于截止态

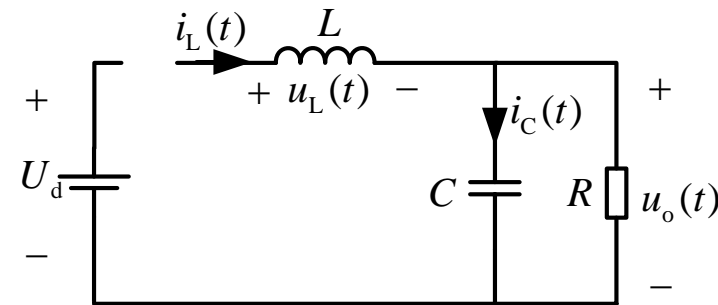
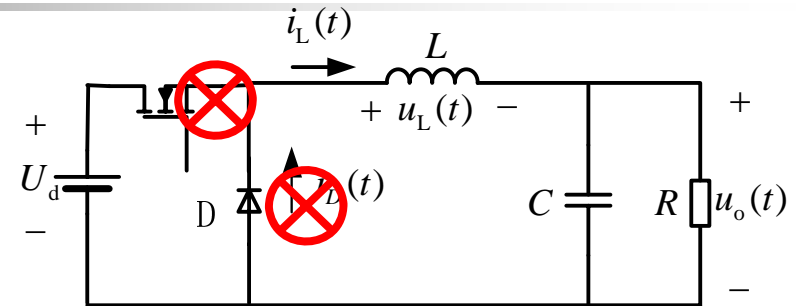
$$u_L = 0, \quad i_L = 0$$

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{u_o(t)}{R}$$

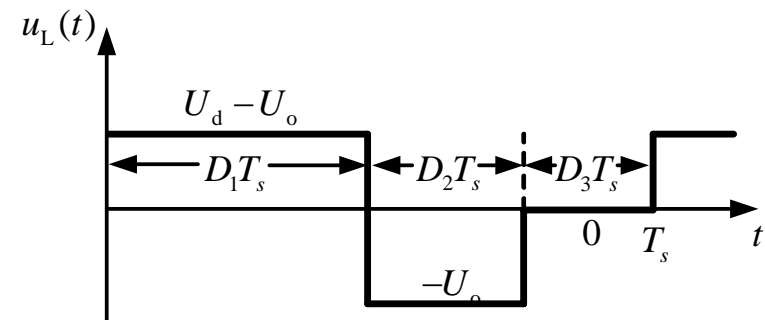
- ◆ 采用线性纹波近似，忽略输出电容电压纹波，得：

$$u_L = 0$$

$$i_C(t) = -\frac{U_o}{R}$$



(c)



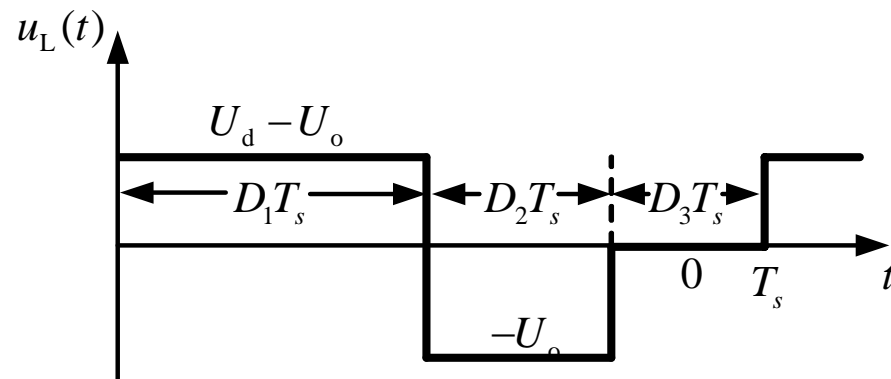
- ◆ 根据电感伏秒平衡原理，此波形的直流成分必须为零

$$\langle u_L(t) \rangle = D_1(U_d - U_o) + D_2(-U_o) + D_3(0) = 0$$

- ◆ 解得

$$U_o = U_d \frac{D_1}{D_1 + D_2}$$

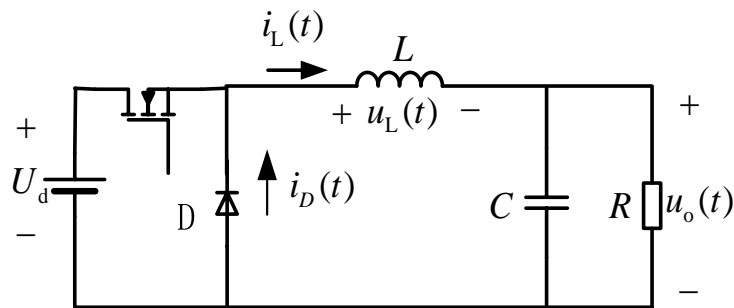
?



工作于不连续导通模式的Buck变换器的电感电压波形

- ◆ 占空比 $D_2$ 未知，由节点电流方程：

$$i_L(t) = i_C(t) + \frac{u_o(t)}{R}$$



- ◆ 根据电容充电平衡，电容电流的直流成分必须为零

$$\langle i_C \rangle = 0$$

- ◆ 对于Buck变换器，电感电流的直流成分必须等于直流负载电流：

$$\langle i_L \rangle = \frac{U_o}{R}$$

?

# 计算电感电流的直流成分

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L(t) dt$$

$$i_L(D_1 T_s) = i_{pk} = \frac{U_d - U_o}{L} D_1 T_s$$

$$\int_0^{T_s} i_L(t) dt = \frac{1}{2} i_{pk} (D_1 + D_2) T_s$$

◆ 解得

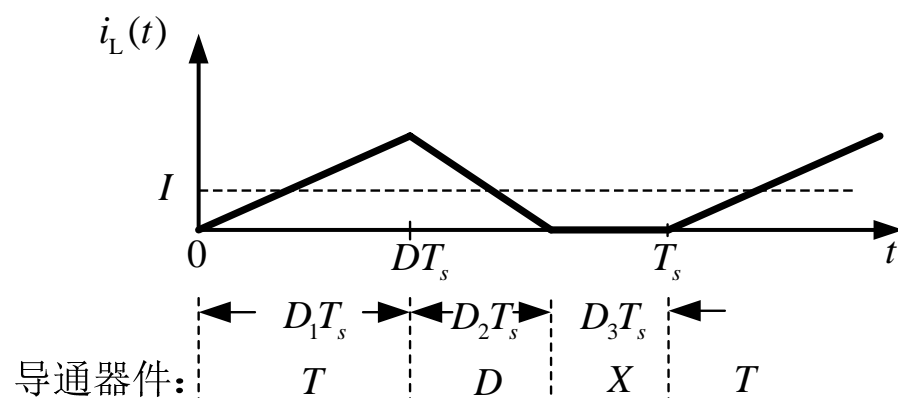
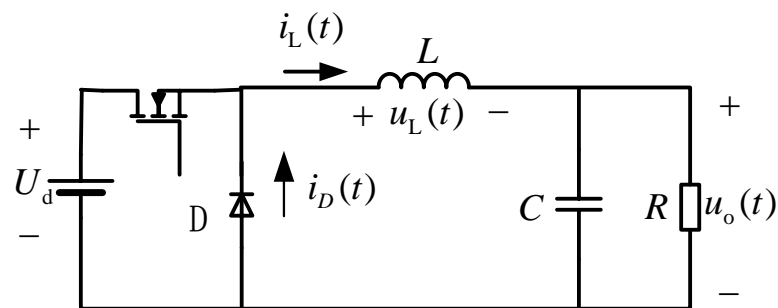
$$\langle i_L \rangle = (U_d - U_o) \left( \frac{D_1 T_s}{2L} \right) (D_1 + D_2)$$

◆ 又由

$$\langle i_L \rangle = \frac{U_o}{R}$$

◆ 解得

$$\frac{U_o}{R} = \frac{D_1 T_s}{2L} (U_d - U_o) (D_1 + D_2)$$



## $K < K_{\text{crit}}$ 时的电压变换比

$$U_o = U_d \frac{D_1}{D_1 + D_2}$$

$$\frac{U_o}{R} = \frac{D_1 T_s}{2L} (U_d - U_o)(D_1 + D_2)$$

### ◆ 解得 $K < K_{\text{crit}}$ 时的电压变换比

$$M(D_1, K) = \frac{U_o}{U_d} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D_1^2}}}$$

### ■ 其中

$$K = 2L / RT_s$$



# Buck变换器电压变换比

$$M = \begin{cases} D & \text{连续导通模式 (CCM), } K > K_{\text{crit}} \\ \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} & \text{不连续导通模式 (DCM), } K < K_{\text{crit}} \end{cases}$$

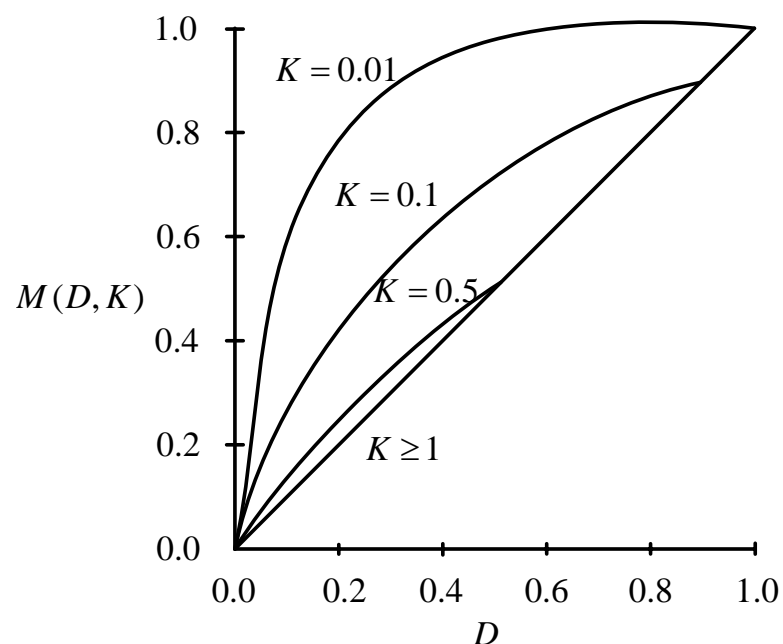


图2.16 Buck变换器的电压变换比

# 变换器特性分析步骤

---

- ◆ 划分工作模式和子区间
- ◆ 根据KCL、KVL定律列写各子区间的电路方程，并应用小纹波近似简化方程。
- ◆ 采用电感伏秒平衡和电容安秒平衡推导出变换器电压变换比。

## 2.3 直流升压变换电路 (**Boost** 电路)

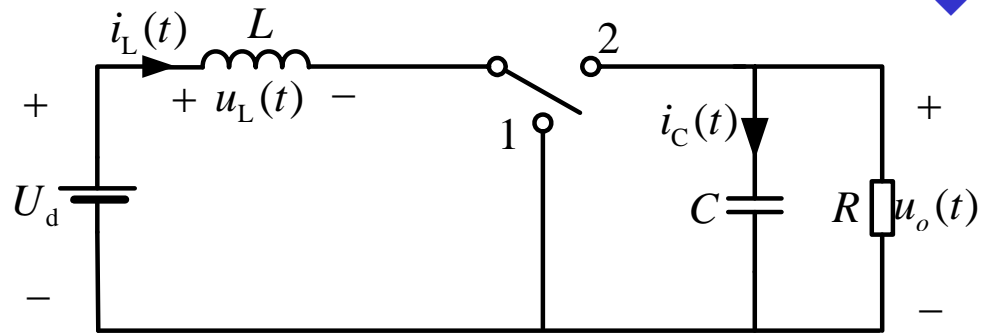
---

◆ **Boost变换器电感电流连续时的工作情况**

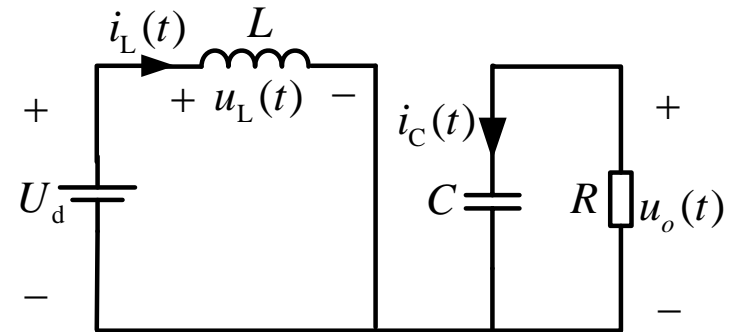
◆ **Boost变换器电感电流断续时的工作情况**

## 2.3.1 Boost变换器电感电流连续时的工作情况

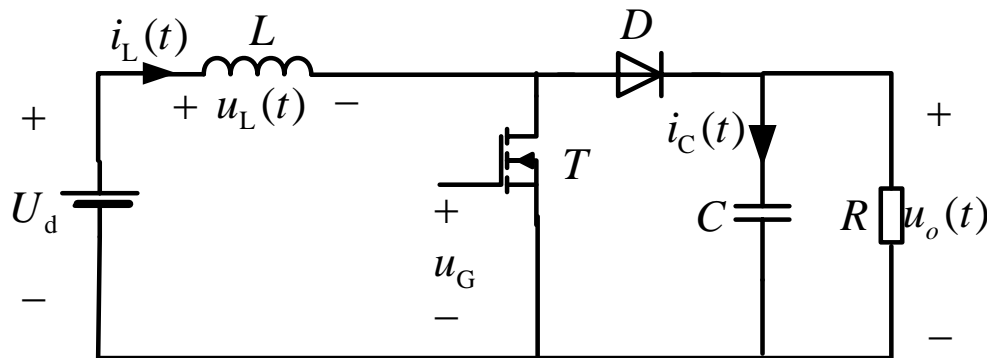
◆ CCM时，有两个子区间



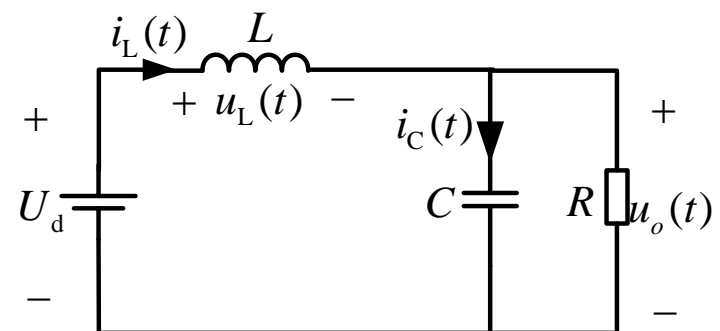
(a) 采用理想开关



(a) 开关置于1时



(b) 采用实际器件MOSFET和二极管



(b) 开关置于2时

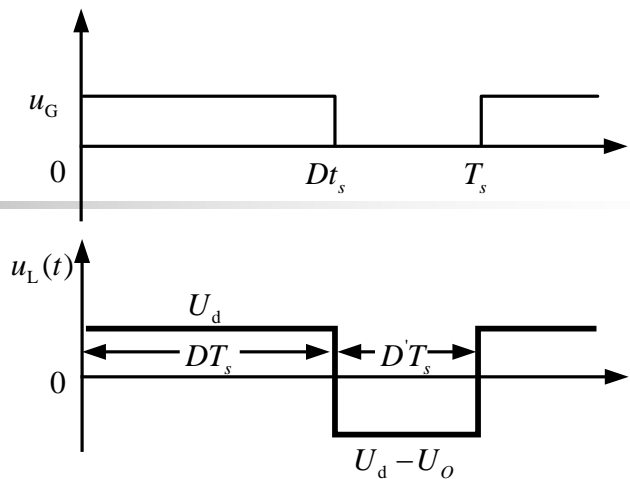
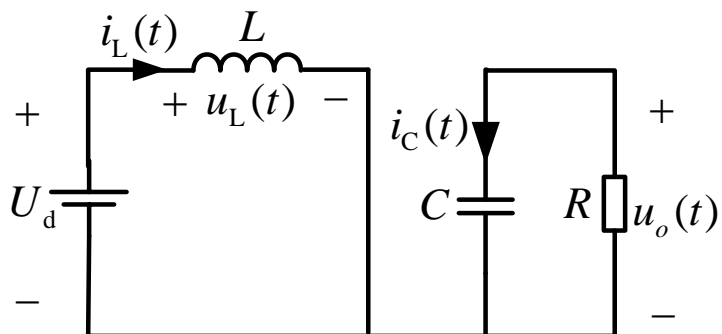
## (a) 开关置于1时

$$u_L = U_d$$

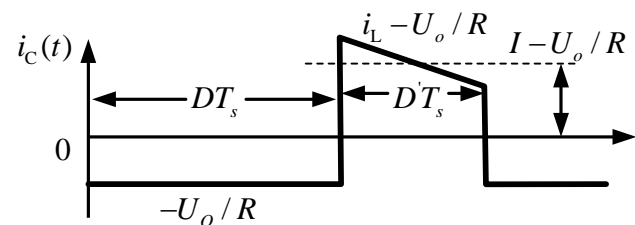
$$i_C = -\frac{u_o}{R}$$

◆ 采用小纹波近似：

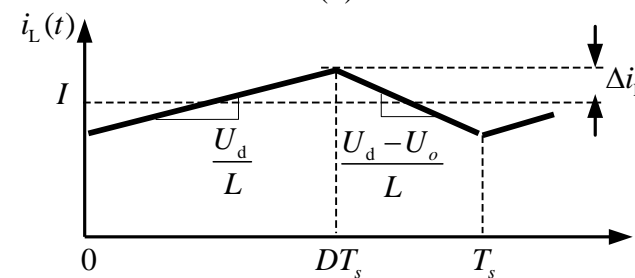
$$i_C = -\frac{U_o}{R}$$



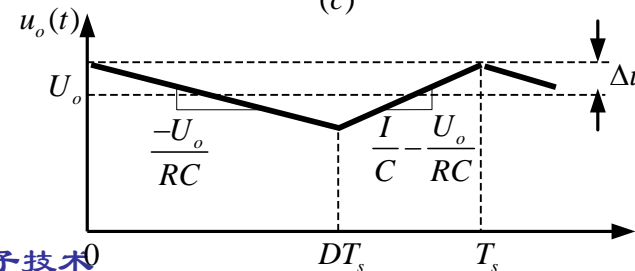
(a)



(b)



(c)



(d)

## (b) 开关置于2时

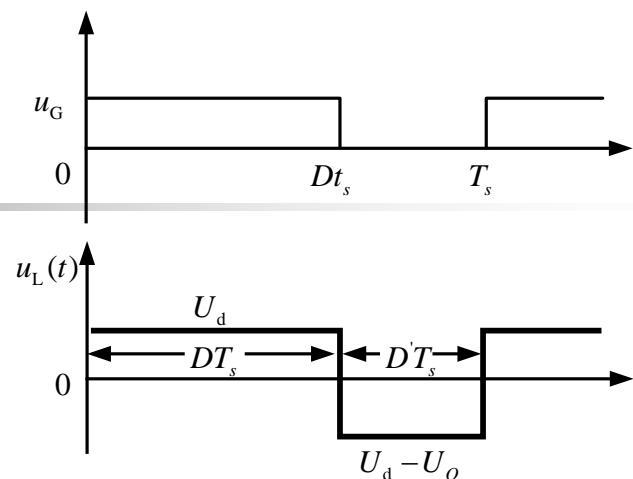
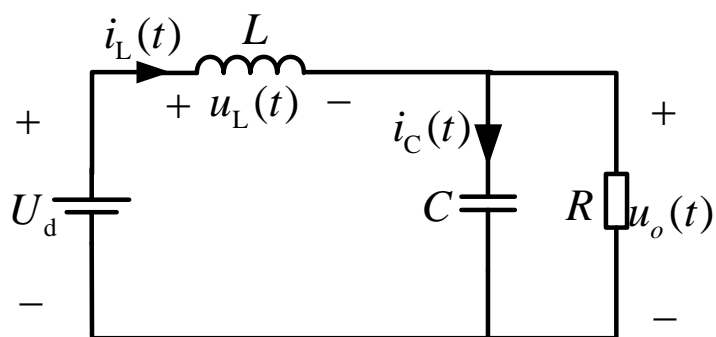
$$u_L = U_d - u_o$$

$$i_C = i_L - \frac{u_o}{R}$$

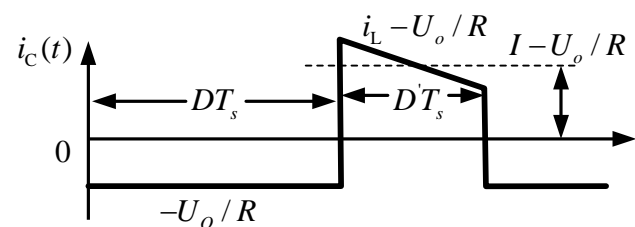
◆ 采用小纹波近似：

$$u_L = U_d - U_o$$

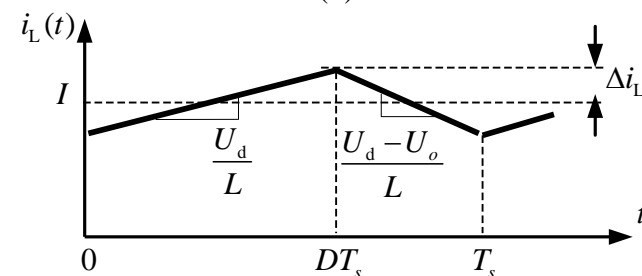
$$i_C = I - \frac{U_o}{R}$$



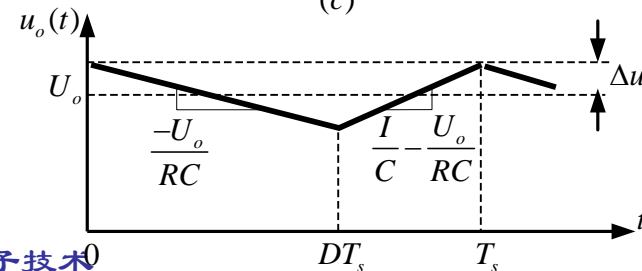
(a)



(b)



(c)



(d)

# Boost变换器的变换比

- ◆ 在一个开关周期，电感的总伏秒值为

$$\int_0^{T_s} u_L(t) dt = (U_d) DT_s + (U_d - U_o) D' T_s$$

- ◆ 稳态时，电感伏秒平衡：

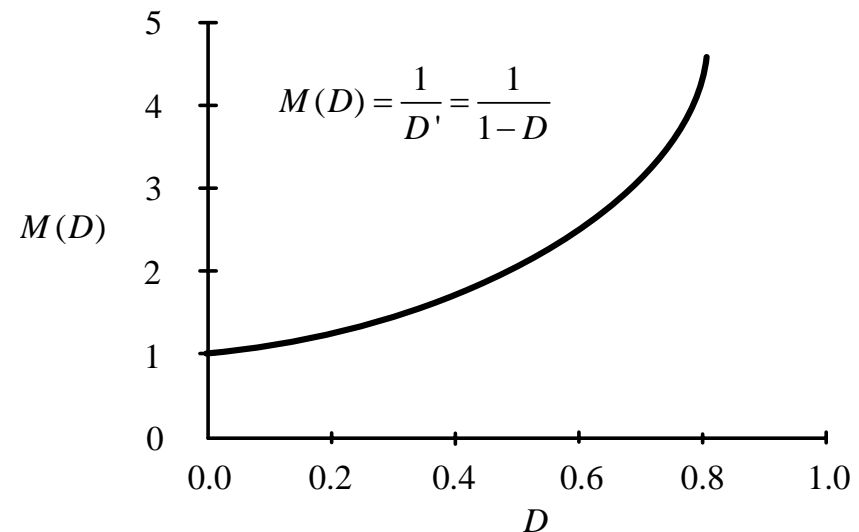
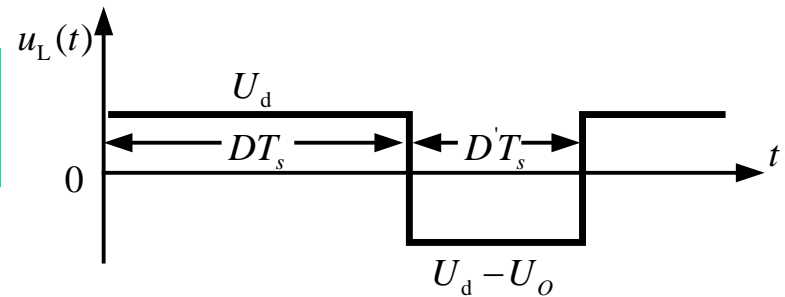
$$U_d (D + D') - U_o D' = 0$$

- ◆ 又由于  $D + D' = 1$

- ◆ 得  $U_o = \frac{U_d}{D'}$

- ◆ Boost变换器的直流变换比

$$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D}$$



# 电感电流的直流成分

- ◆ 在一个开关周期，电容的总安秒值为

$$\int_0^{T_s} i_C(t) dt = \left( -\frac{U_o}{R} \right) DT_s + \left( I - \frac{U_o}{R} \right) D'T_s$$

- ◆ 稳态时，电容安秒平衡：

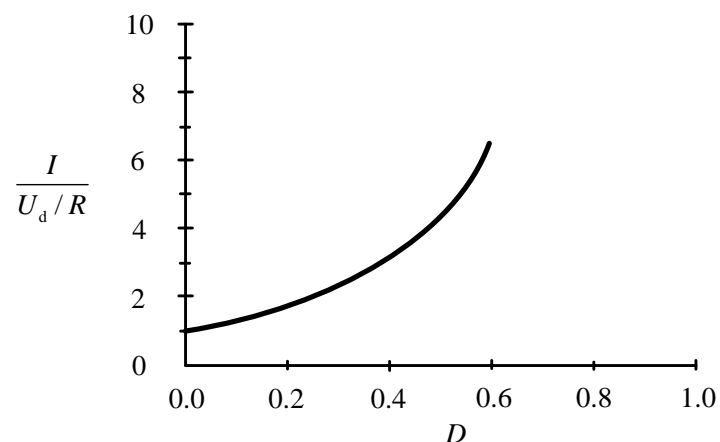
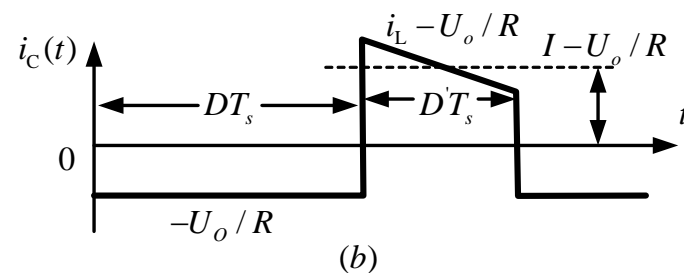
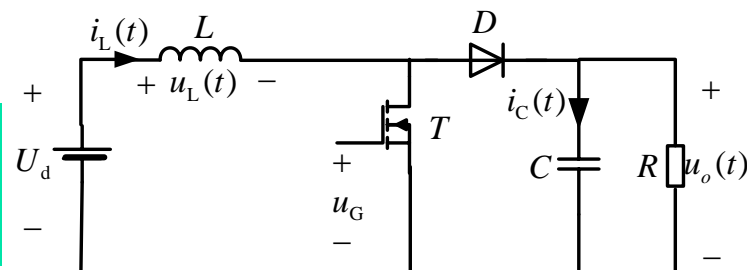
$$-\frac{U_o}{R} (D + D') + ID' = 0$$

- ◆ 又由于  $D + D' = 1$

- ◆ 得

$$I = \frac{U_o}{D'R}$$

$$I = \frac{U_d}{D'^2 R}$$





# 电感电流纹波

## ◆ 开关置于1时

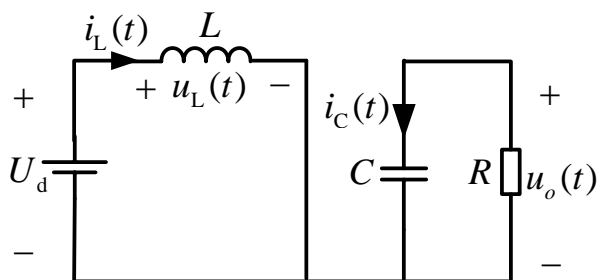
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_d}{L}$$

## ◆ 开关置于2时

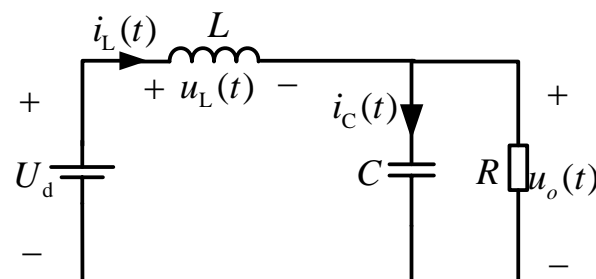
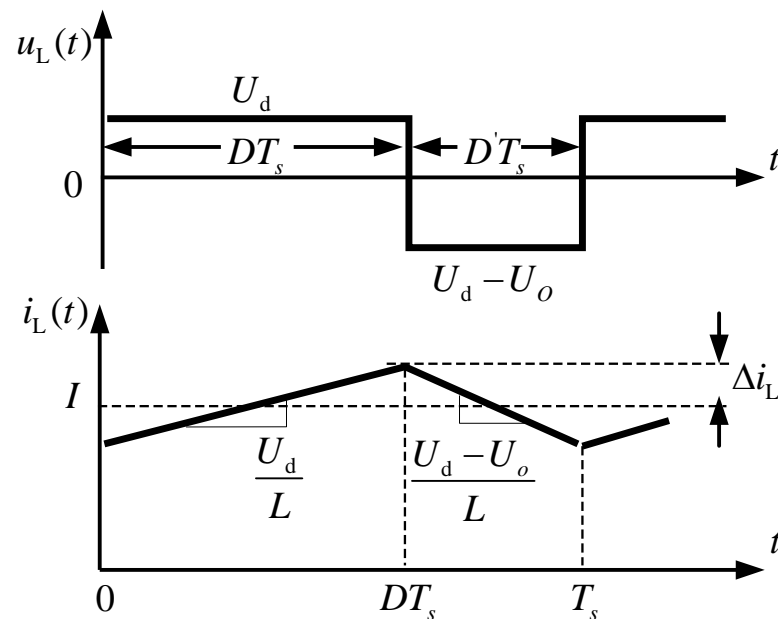
$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L} = \frac{U_d - U_o}{L}$$

$$2\Delta i_L = \frac{U_d}{L} DT_s$$

$$\Delta i_L = \frac{U_d}{2L} DT_s$$



(a) 开关置于1时



(b) 开关置于2时

# 输出电压纹波

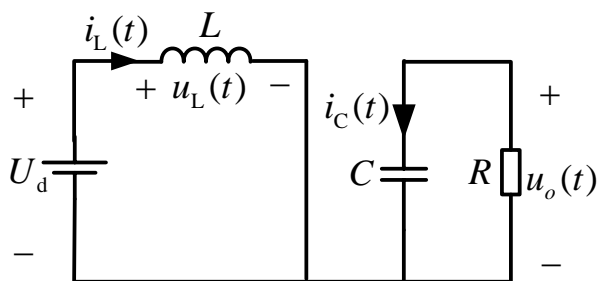
## ◆ 开关置于1时

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = \frac{-U_o}{RC}$$

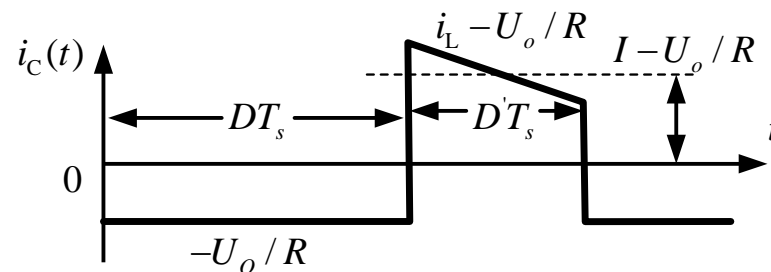
## ◆ 开关置于2时

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = \frac{I}{C} - \frac{U_o}{RC}$$

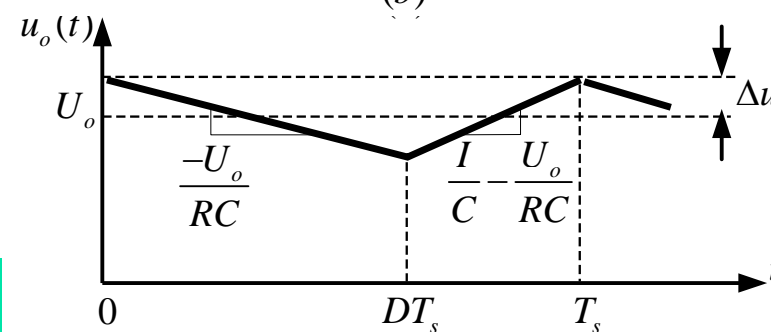
$$-2\Delta u_o = \frac{-U_o}{RC} DT_s \quad \Delta u_o = \frac{U_o}{2RC} DT_s$$



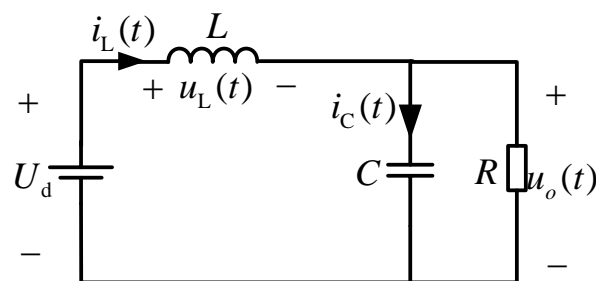
(a) 开关置于1时



(b)

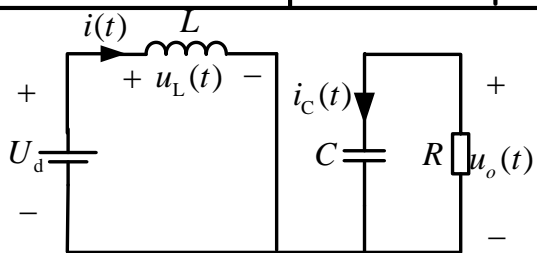
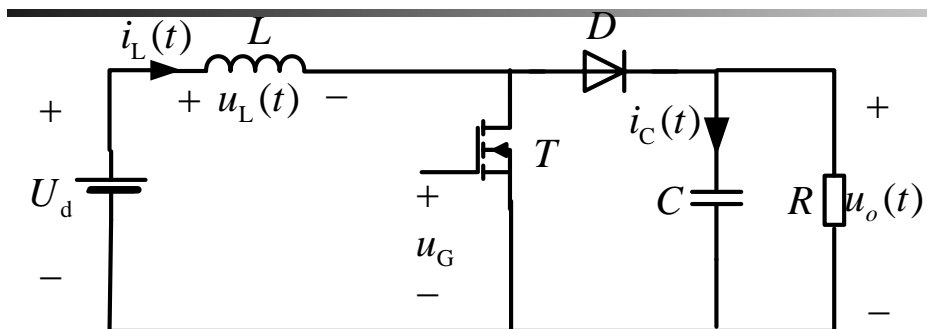


(d)

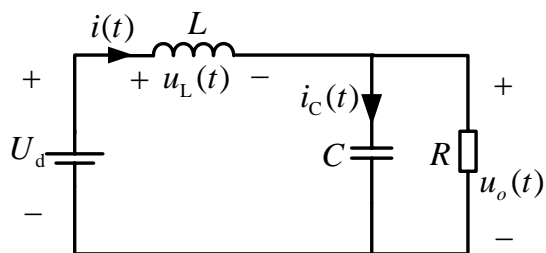


(b) 开关置于2时

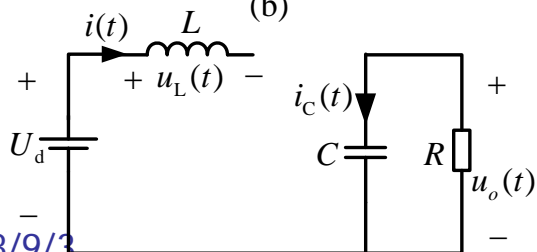
## 2.3.2 Boost变换器电感电流断续时的工作情况 (在DCM模式下有三个子区间)



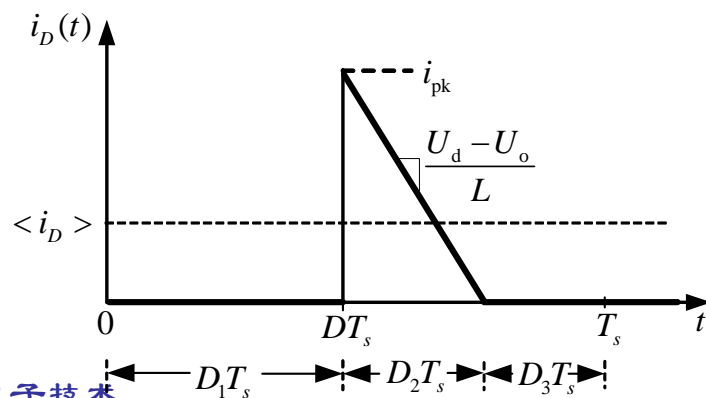
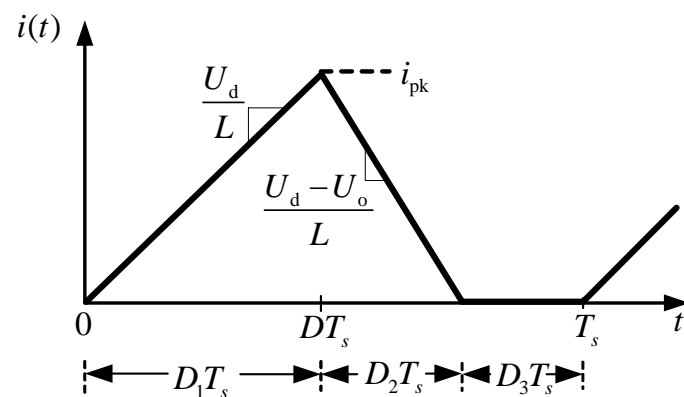
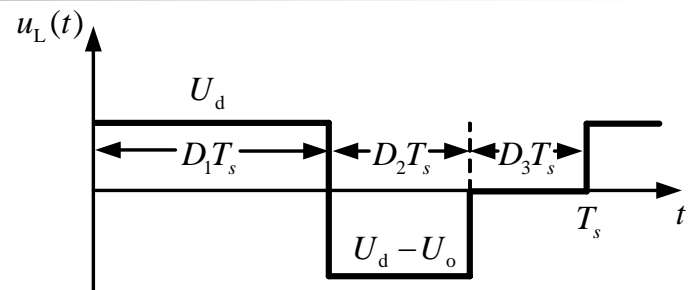
(a)



(b)



(c)



# 临界条件

## ◆ 对于CCM, $I > \Delta i_L$

$$\frac{U_d}{D'^2 R} > \frac{DT_s U_d}{2L}$$

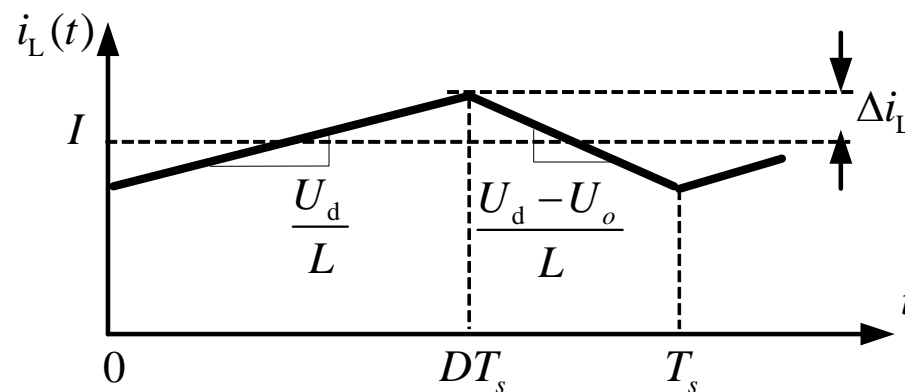
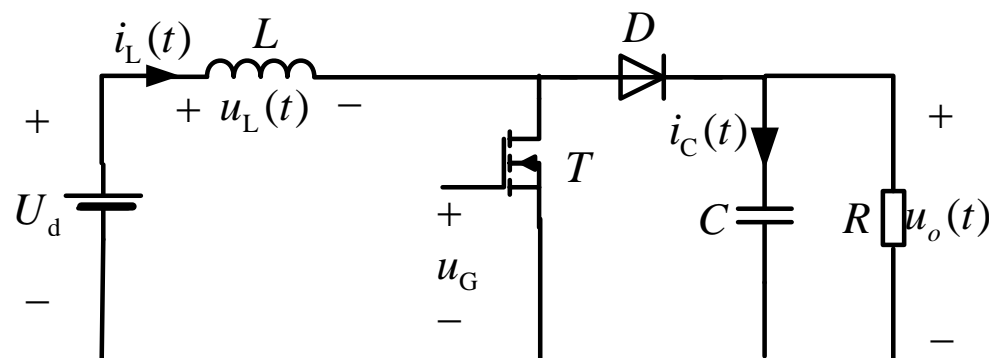
$$\frac{2L}{RT_s} > DD'^2$$

■ 即  $K > K_{crit}(D)$ , 其中

$$K = \frac{2L}{RT_s} \quad \text{和} \quad K_{crit}(D) = DD'^2$$

## ◆ 对于DCM, $I < \Delta i_L$

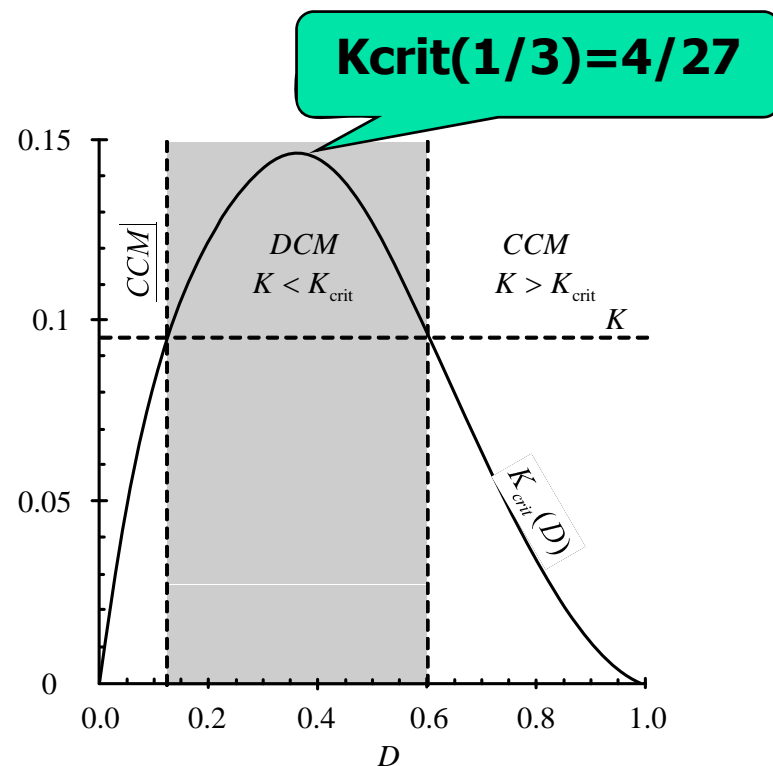
■ 即  $K < K_{crit}(D)$



# Boost变换器的 $K_{crit}(D)$

- ◆ 对于CCM ,  $K > K_{crit}(D)$
- ◆ 对于DCM ,  $K < K_{crit}(D)$
- ◆ 其中

$$K = \frac{2L}{RT_s} \quad \text{和} \quad K_{crit}(D) = DD'^2$$



**K与 $K_{crit}(D)$ 的比较**

# DCM时Boost变换器的变换比

## (a) 子区间1

- ◆  $0 < t < D_1 T_s$  , 晶体管导通

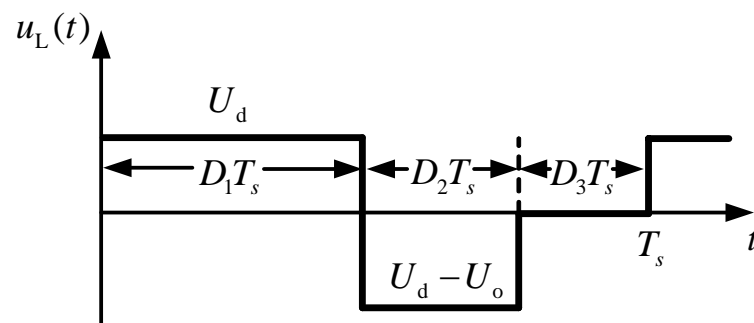
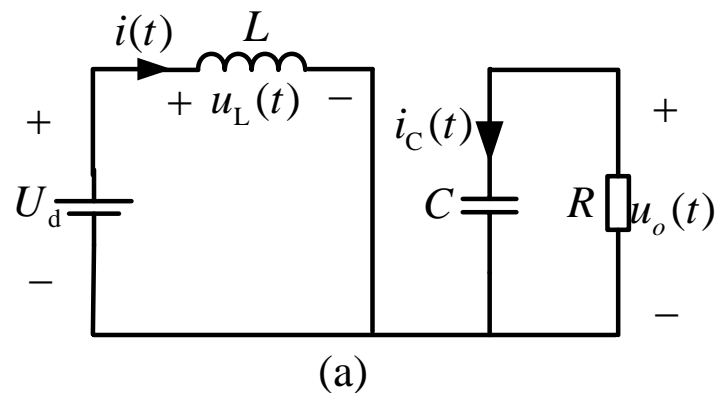
$$u_L(t) = U_d$$

$$i_C(t) = -\frac{u_o(t)}{R}$$

- ◆ 采用线性纹波近似，忽略输出电容电压纹波，得：

$$u_L(t) \approx U_d$$

$$i_C(t) \approx -\frac{U_o}{R}$$



## (b) 子区间2

- ◆  $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$  ,  
二极管导通

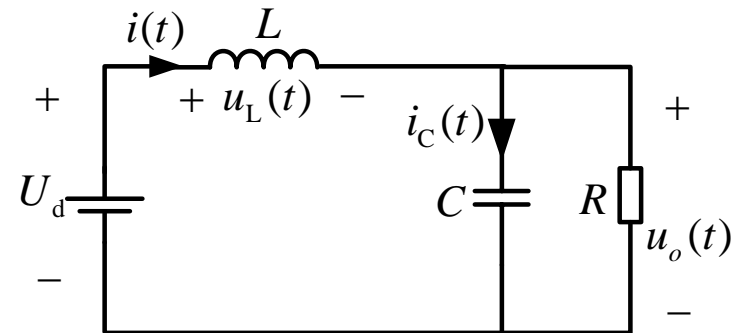
$$u_L(t) = U_d - u_o(t)$$

$$i_C(t) = i(t) - \frac{u_o(t)}{R}$$

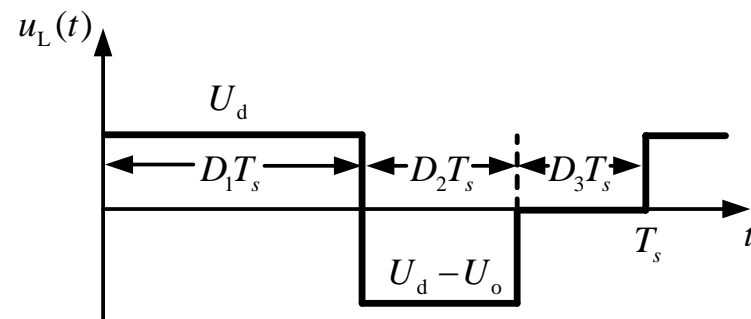
- ◆ 采用线性纹波近似，忽略  
输出电容电压纹波，得到

$$u_L(t) \approx U_d - U_o$$

$$i_C(t) \approx i(t) - \frac{U_o}{R}$$



(b)



## (c) 子区间3

- ◆  $(D_1 + D_2)T_s < t < T_s$  , 晶体管 and 二极管均处于截止状态

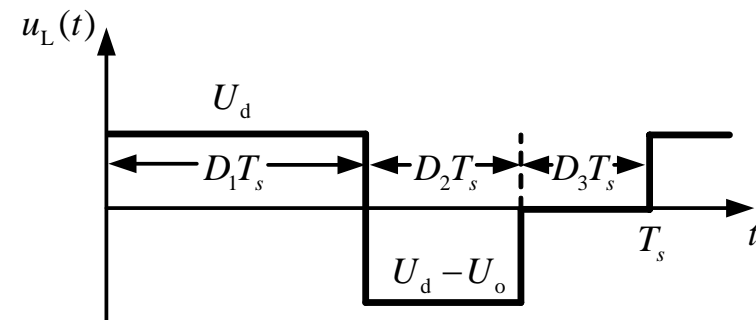
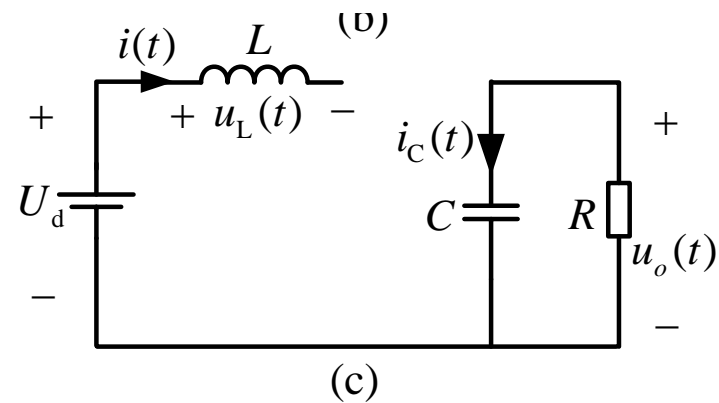
$$u_L = 0, \quad i = 0$$

$$i_C(t) = -\frac{u_o(t)}{R}$$

- ◆ 采用线性纹波近似，忽略输出电容电压纹波，得：

$$u_L = 0$$

$$i_C(t) = -\frac{U_o}{R}$$





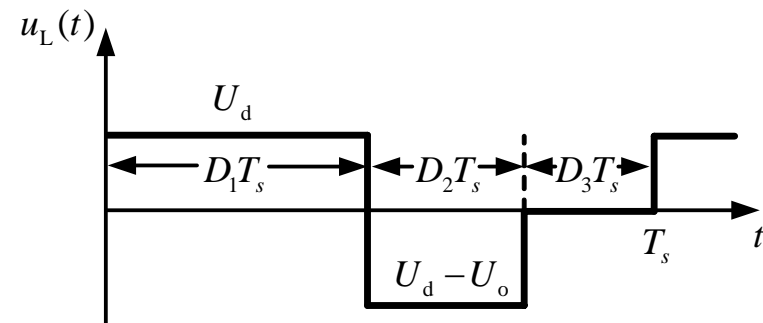
- ◆ 根据电感伏秒平衡原理，稳态时此波形的直流成分必须为零

$$D_1 U_d + D_2 (U_d - U_o) + D_3 (0) = 0$$

- ◆ 解得

$$U_o = \frac{D_1 + D_2}{D_2} U_d$$

?

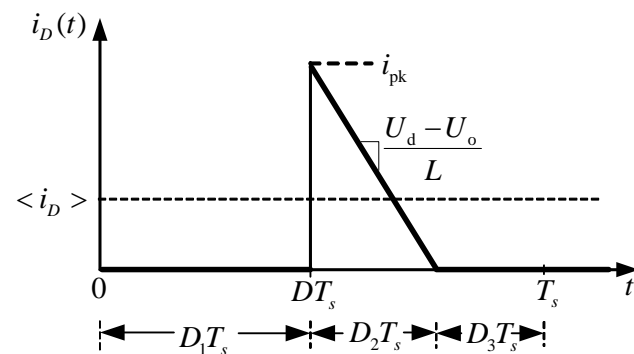
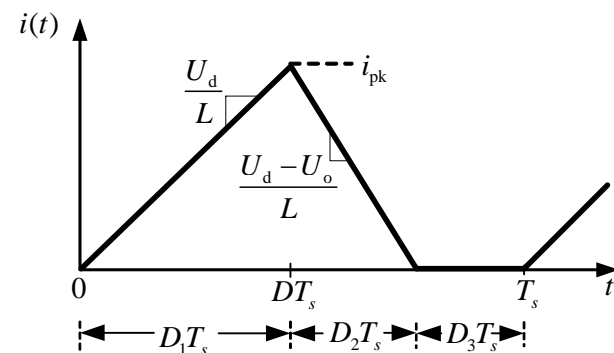
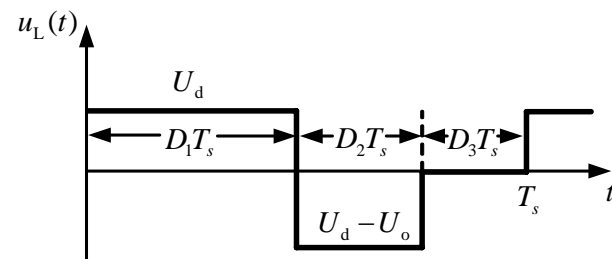
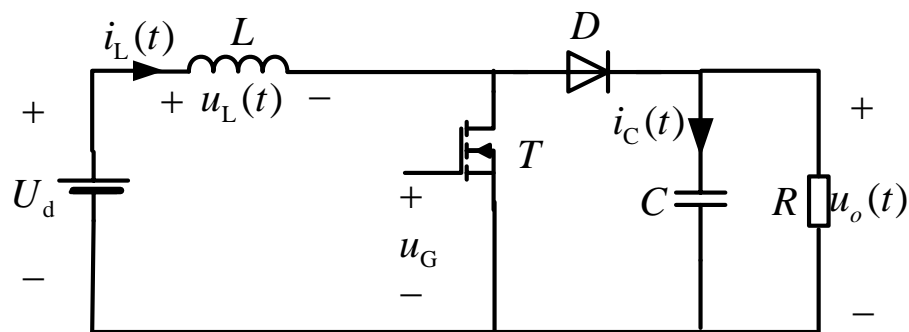


- ◆ 占空比 $D_2$ 未知，由KCL：

$$i_D(t) = i_C(t) + \frac{u_o(t)}{R}$$

- ◆ 根据电容充电平衡，电容电流的直流成分必须为零，因此二极管电流的直流成分等于直流负载电流：

$$\langle i_D \rangle = \frac{U_o}{R}$$



$$i_{pk} = \frac{U_d}{L} D_1 T_s$$

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_D(t) dt$$

$$\int_0^{T_s} i_D(t) dt = \frac{1}{2} i_{pk} D_2 T_s$$

◆ 解得

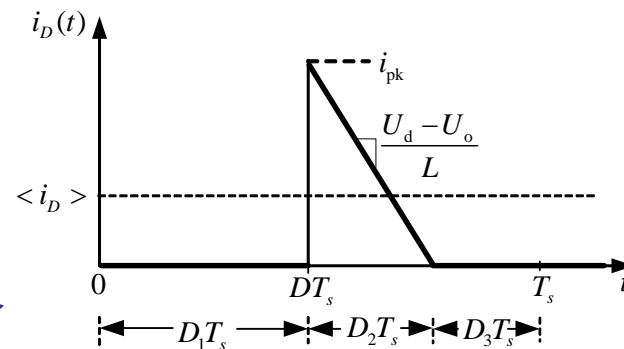
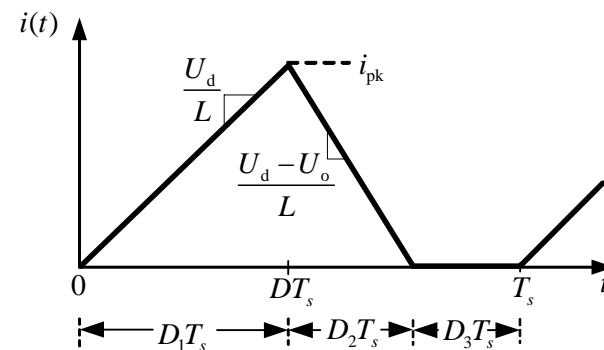
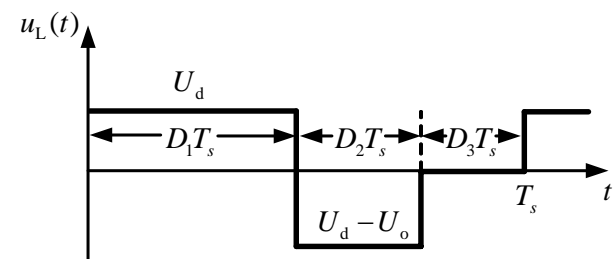
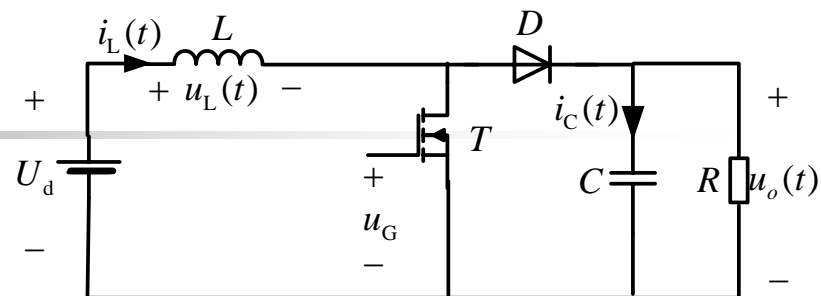
$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{T_s} \left( \frac{1}{2} i_{pk} D_2 T_s \right) = \frac{U_d D_1 D_2 T_s}{2L}$$

◆ 又由  $\langle i_D \rangle = U_o / R$ , 解得

$$\frac{U_d D_1 D_2 T_s}{2L} = \frac{U_o}{R}$$

2018/9/3

电力电子技术



51

$$\begin{cases} U_o = \frac{D_1 + D_2}{D_2} U_d \\ \frac{U_d D_1 D_2 T_s}{2L} = \frac{U_o}{R} \end{cases}$$

$$U_o^2 - U_o U_d - \frac{U_d^2 D_1^2}{K} = 0$$

◆ 解得

$$\frac{U_o}{U_d} = \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2}$$

◆ 取正值

$$\frac{U_o}{U_d} = M(D_1, K) = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_1^2}{K}}}{2}$$

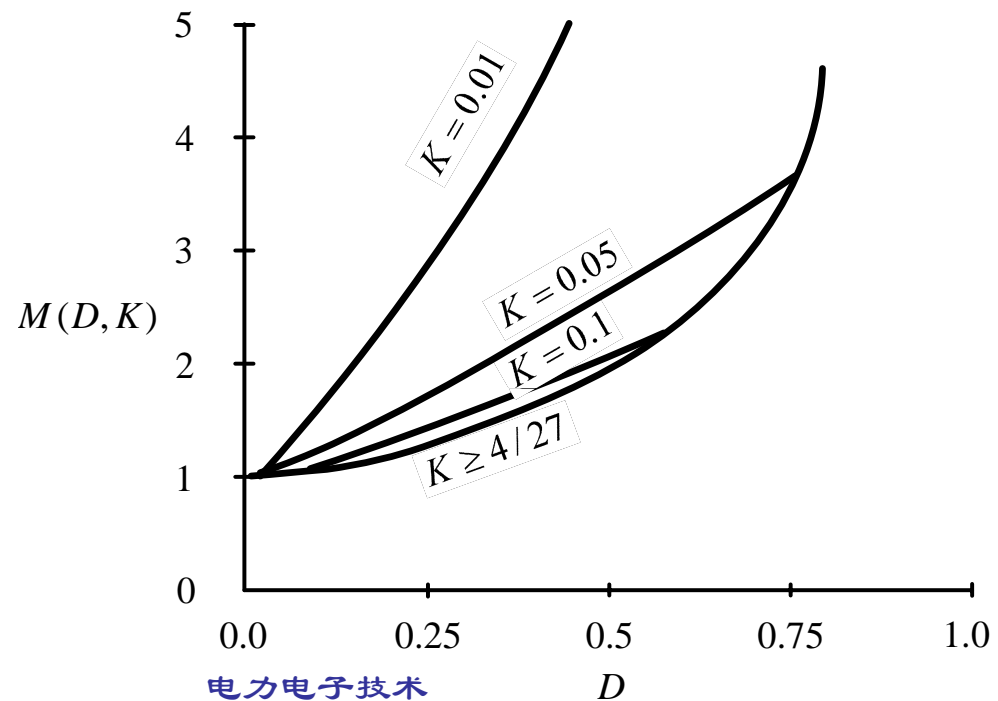
◆ 近似为

$$M \approx \frac{1}{2} + \frac{D}{\sqrt{K}}$$

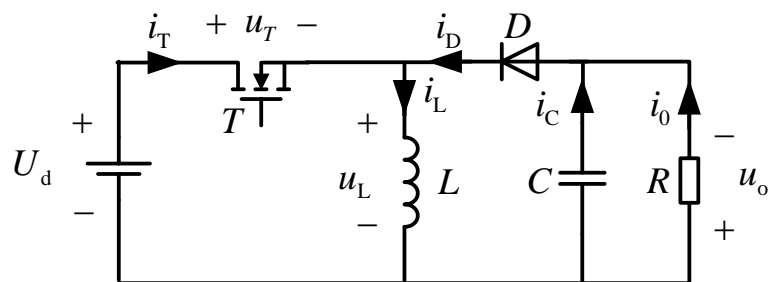
◆ 其中 **K=2L/RTs**，对于 **K<Kcrit(D)** 成立。

# 包括CCM和DCM的完整的Boost特性

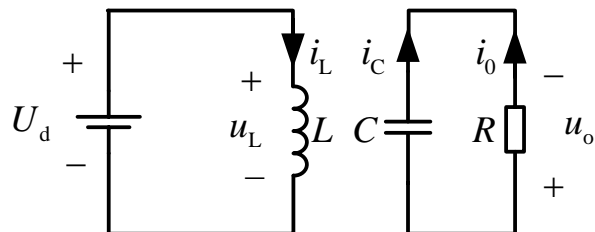
$$M = \begin{cases} \frac{1}{1-D} & \text{对于 } K > K_{\text{crit}} \\ \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} & \text{对于 } K < K_{\text{crit}} \end{cases}$$



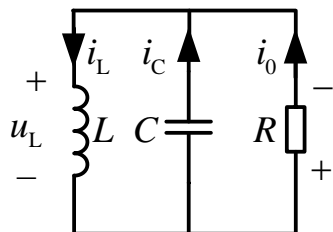
## 2.4 降压-升压式变换电路(Buck-Boost电路)



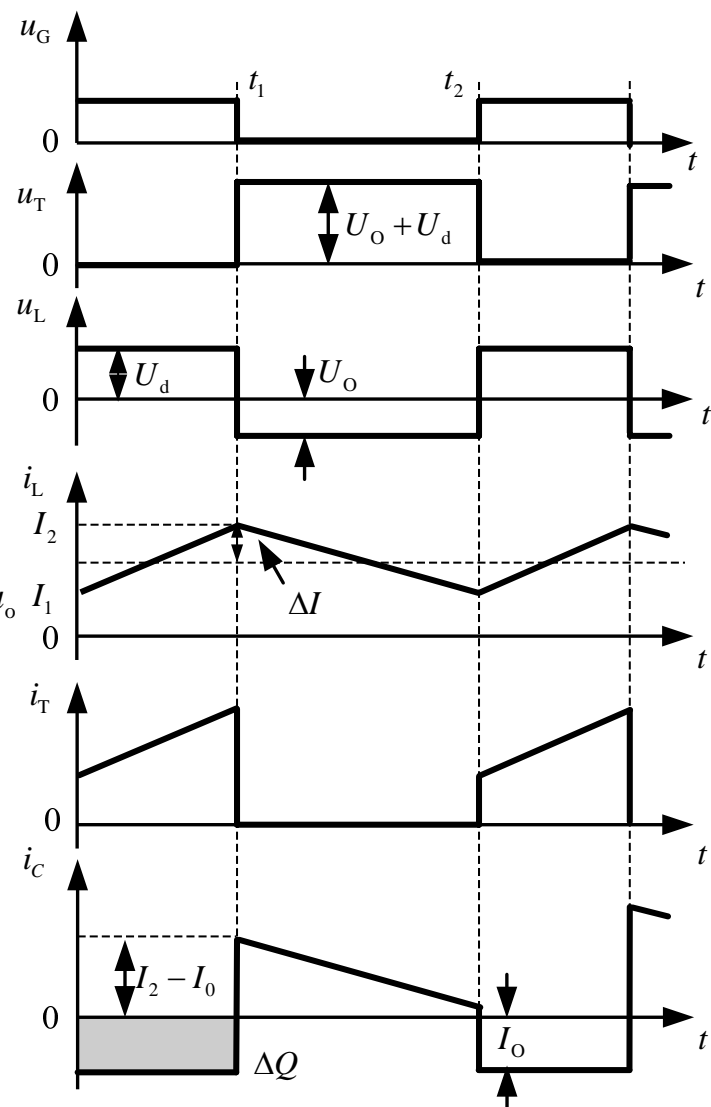
(a)



(b)



(c)



# 1、电压变换比

- ◆ (1) 晶体管T导通工作模式 ( $0 \leq t \leq t_1 = DT_s$ )

$$U_d = L \frac{I_2 - I_1}{DT_s} = L \frac{2\Delta I}{DT_s} \quad \Delta I = \frac{U_d DT_s}{2L}$$

- ◆ (2) 二极管D导通工作模式 ( $t_1 \leq t \leq t_2 = T_s$ )

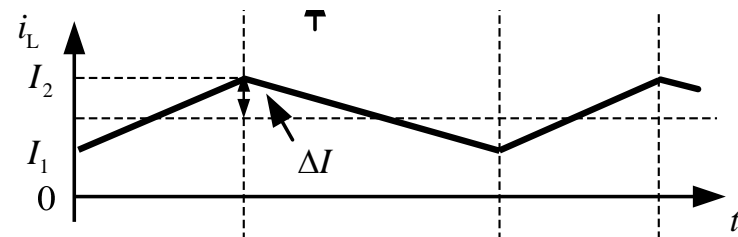
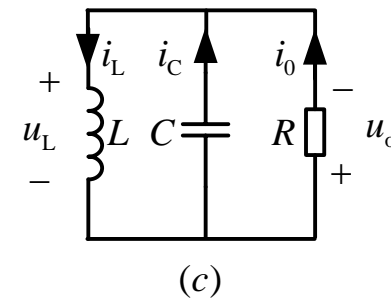
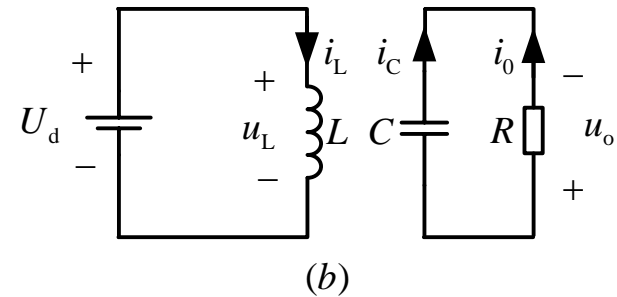
$$U_0 = L \frac{2\Delta I}{T_s - DT_s} \quad \Delta I = \frac{T_s(1-D)U_0}{2L}$$

- ◆ 由(1)(2)可得:

$$\Delta I = \frac{U_d DT_s}{2L} = \frac{U_0 T_s (1-D)}{2L}$$

- ◆ 求得

$$U_0 = \frac{DU_d}{1-D}$$



## 2、电感电流和电容电压纹波

- ◆ 设**Buck-Boost**电路中除负载外没有损耗

$$I = \frac{DI_o}{1-D}$$

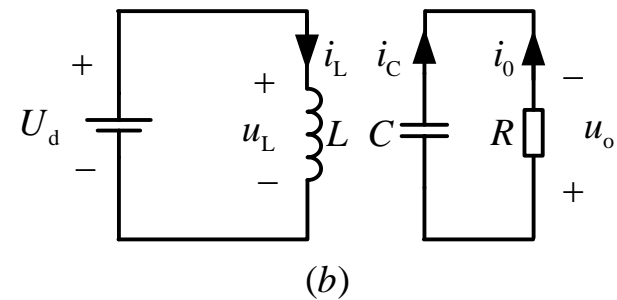
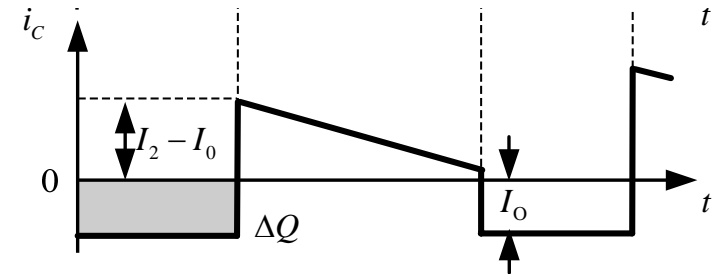
- ◆ 电感电流脉动量

$$\Delta I = \frac{U_d DT_s}{2L}$$

- ◆ 电容电压的脉动量为

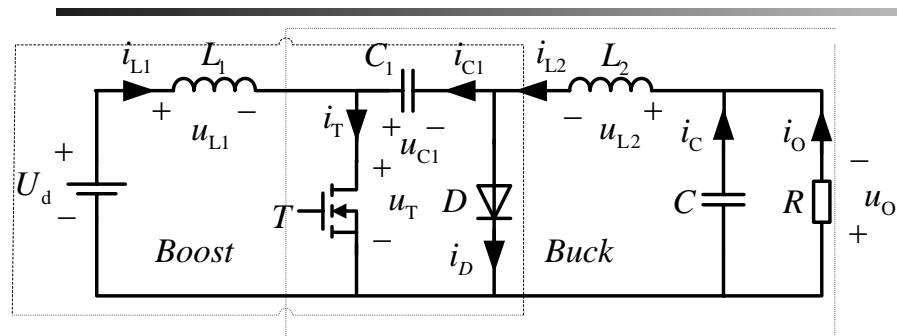
$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_o dt = \frac{I_o t_1}{C}$$

$$\Delta U_c = \frac{I_o DT_s}{C}$$

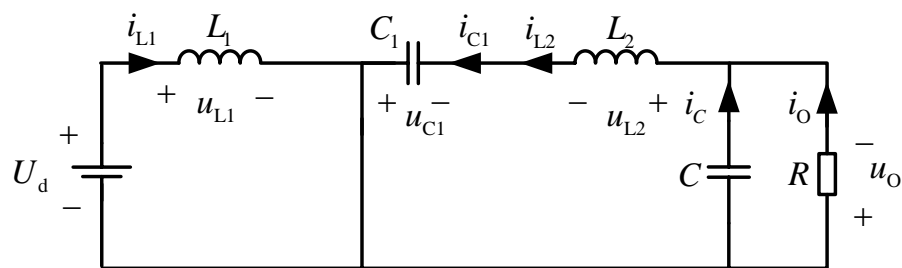




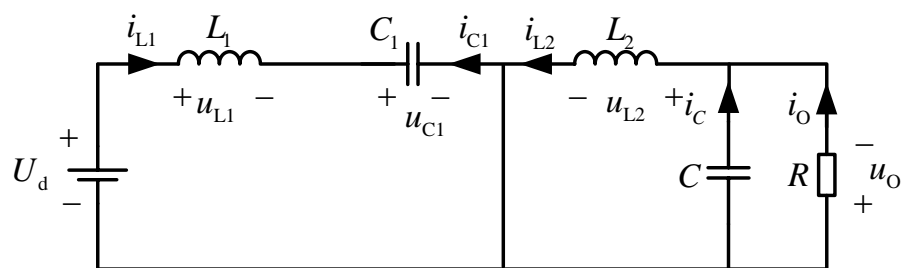
## 2.5 升压-降压式变换电路 (Cuk电路)



(a)

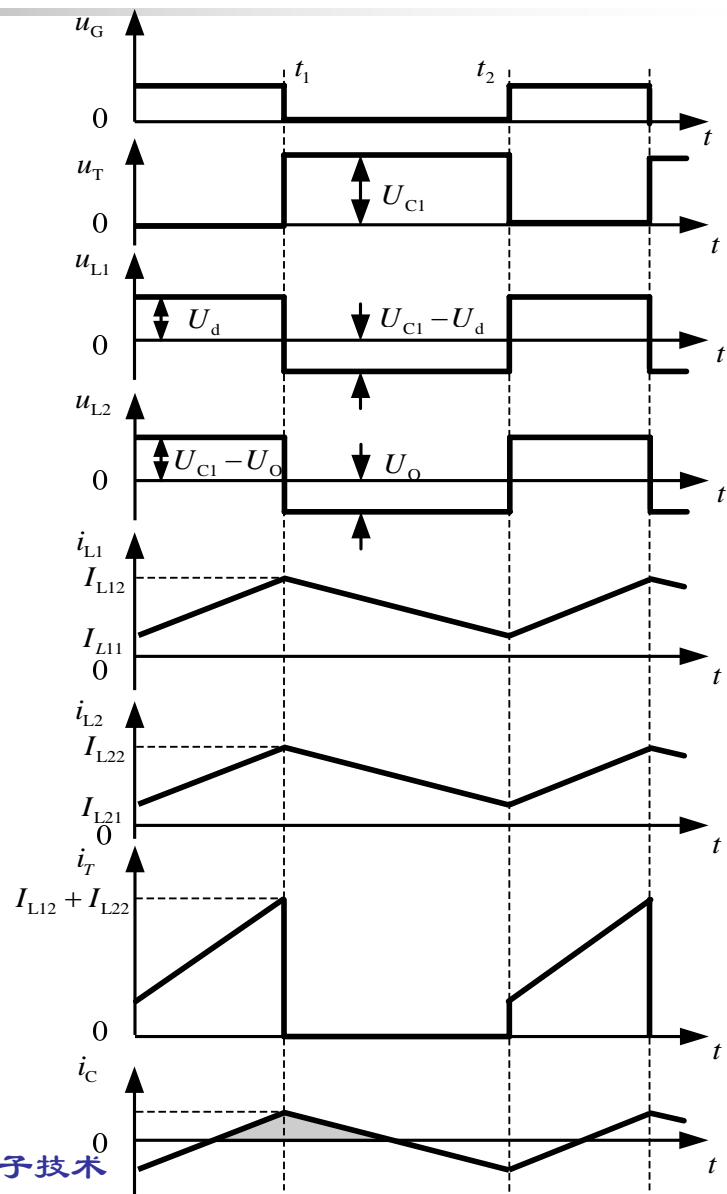


(b)



(c)

(a) Cuk电路 (b) 晶体管T导通时的等效电路  
(c) 晶体管T关断时的等效电路



# (1) 晶体管T导通工作模式 ( $0 \leq t \leq t_1 = DT_s$ )

## ◆ 对电感 $L_1$ 有

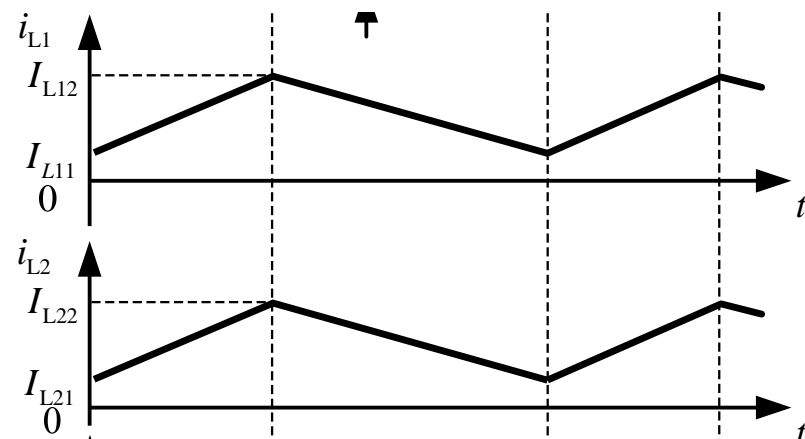
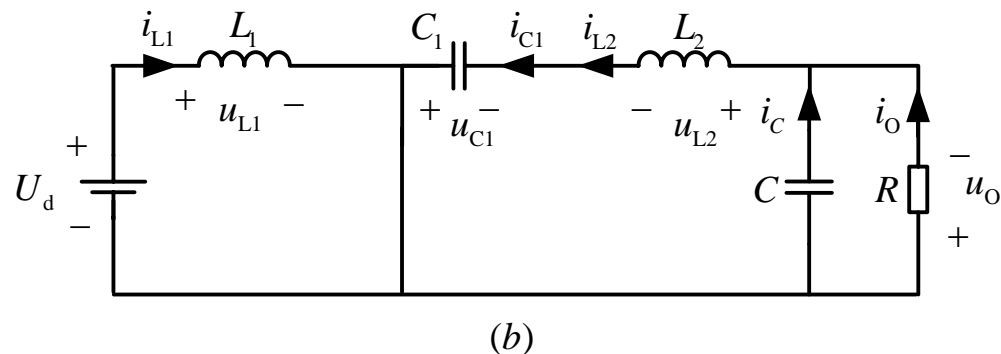
$$U_d = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{2\Delta I_1}{t_1}$$

$$\Delta I_1 = \frac{U_d DT_s}{2L_1}$$

## ◆ 对电感 $L_2$ 有:

$$U_{C1} - U_o = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{2\Delta I_2}{t_1}$$

$$\Delta I_2 = \frac{(U_{C1} - U_o) DT_s}{2L_2}$$



## (2) 二极管D导通工作模式 ( $t_1 \leq t \leq t_2 = T_s$ )

### ◆ 对电感 $L_1$ 有

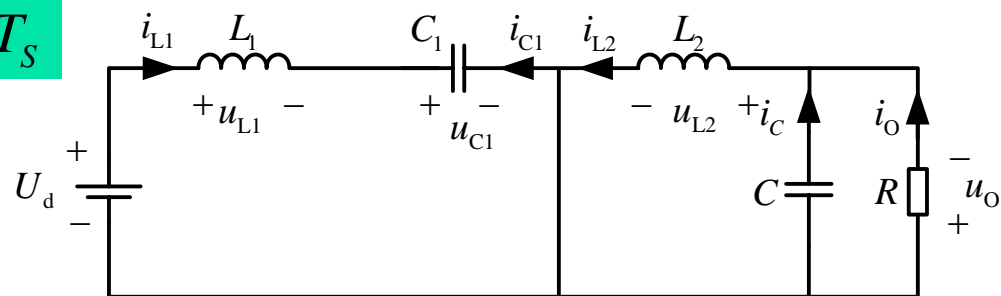
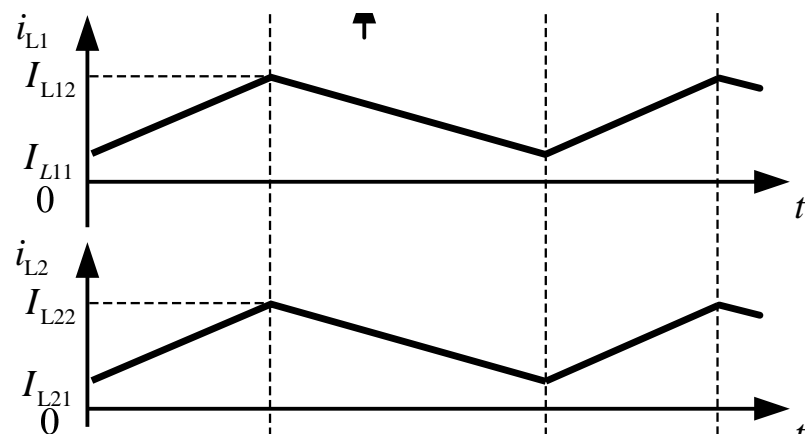
$$U_{C1} - U_d = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{(t_2 - t_1)} = L_1 \frac{2\Delta I_1}{(1-D)T_s}$$

$$\Delta I_1 = \frac{(1-D)T_s (U_{C1} - U_d)}{2L_1}$$

### ◆ 对电感 $L_2$ 有

$$U_o = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_2 - t_1} = L_2 \frac{2\Delta I_2}{(1-D)T_s}$$

$$\Delta I_2 = \frac{U_o (1-D)T_s}{2L_2}$$



(c)

◆ 晶体管**T**导通工作模式

$$\Delta I_1 = \frac{U_d D T_s}{2L_1}$$

$$\Delta I_2 = \frac{(U_{C1} - U_O) D T_s}{2L_2}$$

◆ 二极管**D**导通工作模式

$$\Delta I_1 = \frac{(1-D) T_s (U_{C1} - U_d)}{2L_1}$$

$$\Delta I_2 = \frac{U_O (1-D) T_s}{2L_2}$$

◆ 稳态平衡时，一个开关周期中电感电流净变化量为零。求得

$$U_O = \frac{D U_d}{1-D}$$

- ◆ 设**Cuk**电路中除负载外没有损耗

$$I = \frac{DI_o}{1-D}$$

- ◆ 电感**L<sub>1</sub>**电流脉动量

$$\Delta I_1 = \frac{U_d D}{2f_s L_1}$$

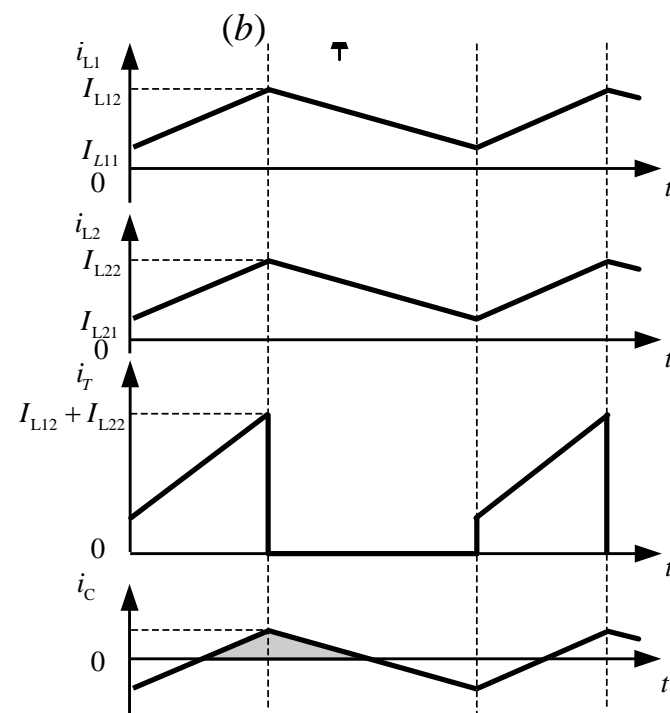
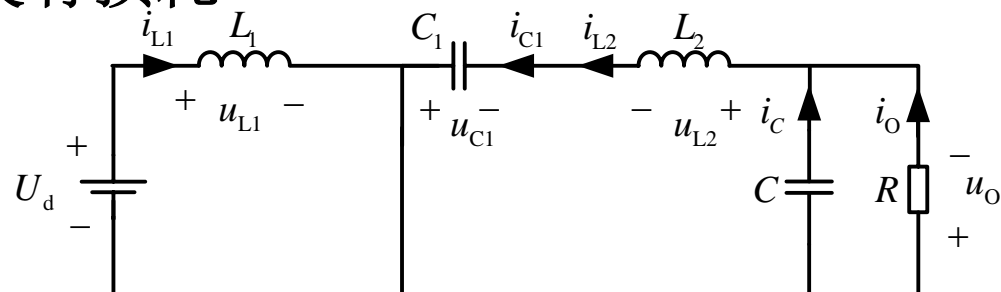
- ◆ 电感**L<sub>2</sub>**电流脉动量

$$\Delta I_2 = \frac{U_o(1-D)}{2f_s L_2} = \frac{U_d D}{2f_s L_2}$$

- ◆ 电容**C<sub>1</sub>**电压的脉动量为

$$\Delta U_{C1} = \frac{I_o D}{2f_s C_1}$$

(b) 晶体管**T**导通工作模式



- ◆ 因为  $i_{L2} = i_c + i_o$ ，若假定负载电流  $i_o$  的脉动很小而可忽略，则  $\Delta i_{L2} = \Delta i_c$ 。因为电容电流一周期的平均值为零，那么在  $T_s/2$  时间内，电容充电或放电的电荷量为

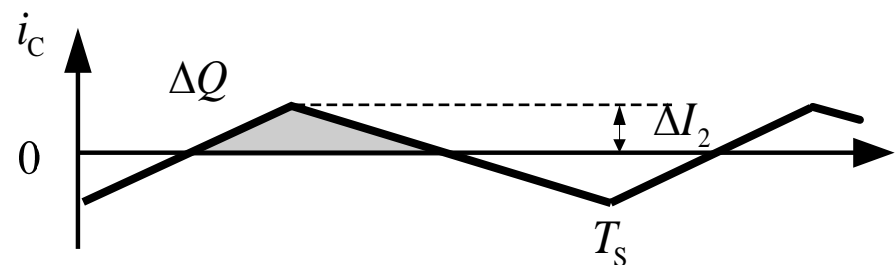
$$\Delta Q = \frac{\Delta I_2 \cdot T_s}{4 \cdot 2}$$

- ◆ 因此，电容  $C$  上电压峰-峰脉动值为

$$\Delta U_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I_2}{8 f_s C}$$

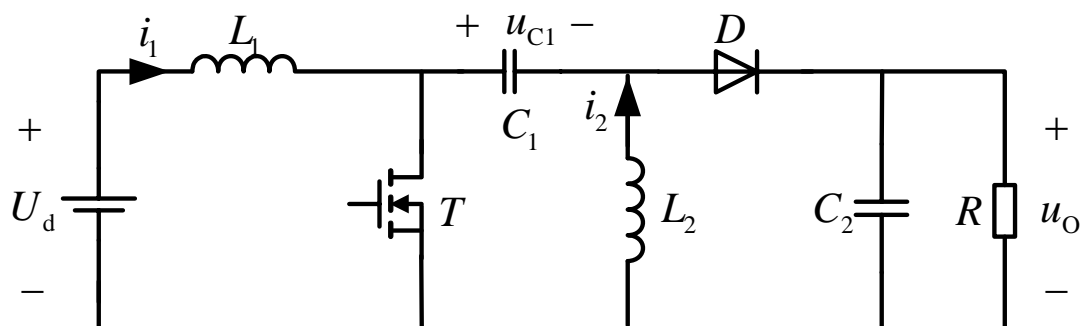
- ◆ 将  $\Delta I_2$  代入上式得

$$\Delta U_c = \frac{U_d D}{16 L_2 C f_s^2}$$



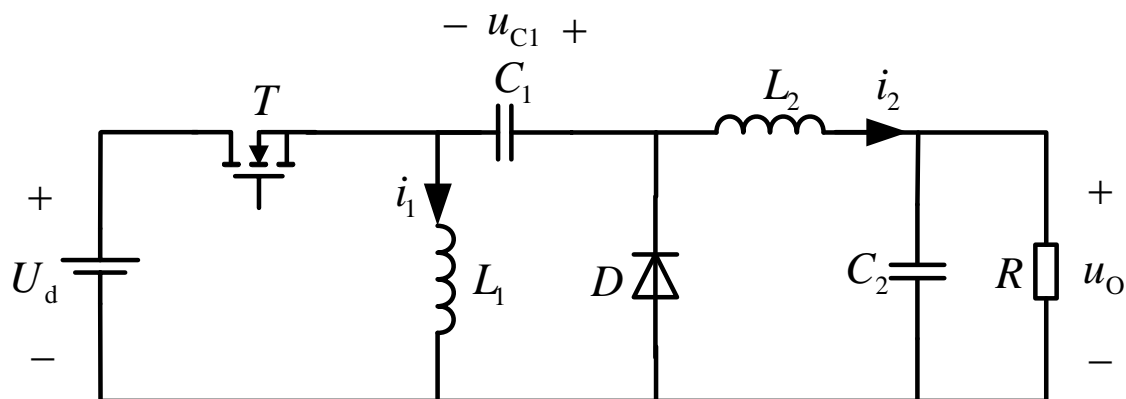
## 2.6 Sepic电路和Zeta电路

### ◆ Sepic电路



$$U_o = \frac{D}{1-D} U_d$$

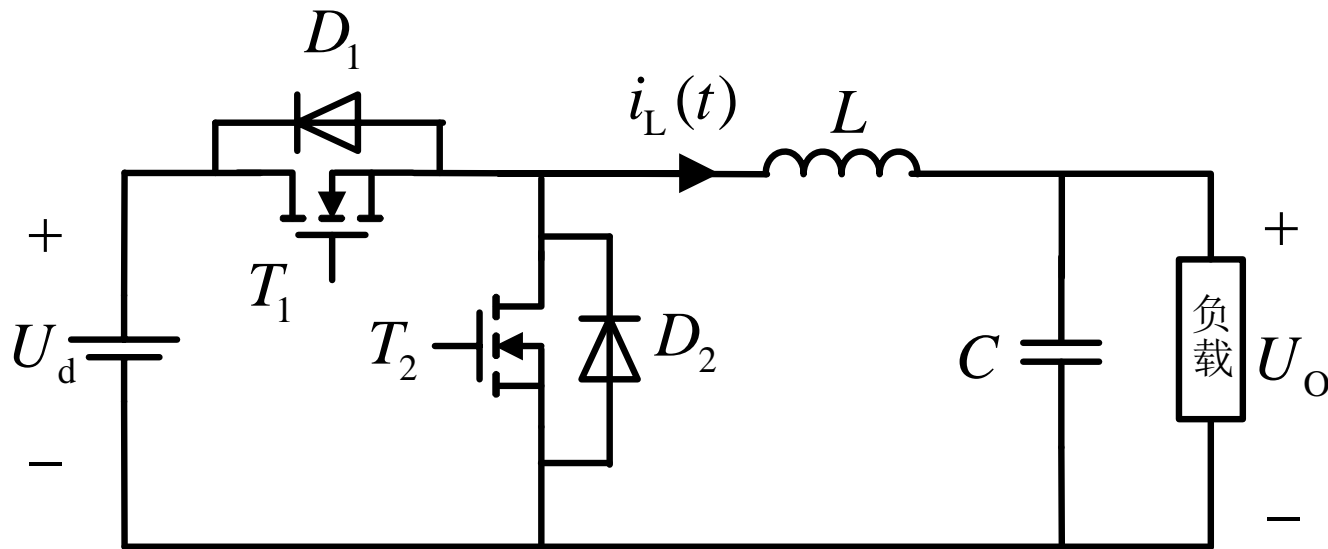
### ◆ Zeta电路



$$U_o = \frac{D}{1-D} U_d$$

## 2.7 双向直流一直流变换电路

- ◆ 具有双向能量流动能力，应用于蓄电池充/放电系统、**UPS**系统、太阳能发电等新能源系统中。

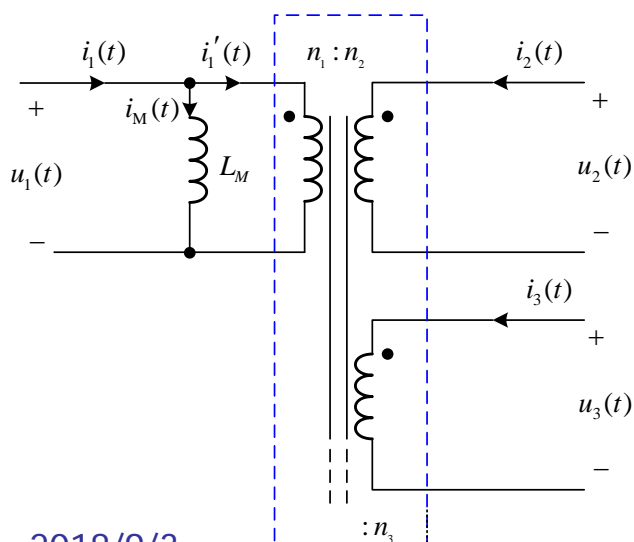
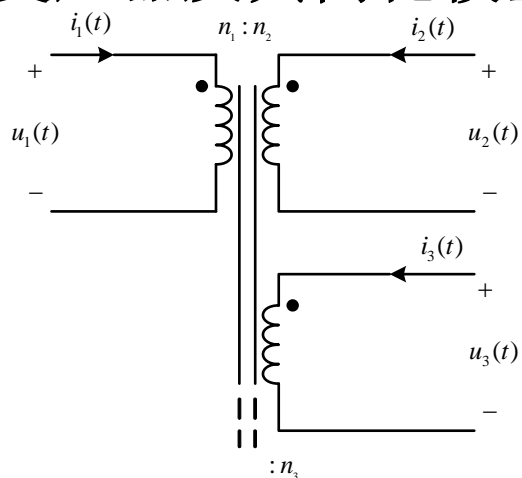


通常保持 $U_o < U_d$  的关系。



## 2.8 变压器隔离型直流变换电路

### ◆ 变压器及其简化模型



理想变压器

### ◆ 一个实际的变压器的简化模型由一个理想变压器和一个励磁电感组成。

- 理想变压器表示变压器原副边的电压和电流关系

$$\frac{u_1(t)}{u_2(t)} = \frac{n_1}{n_2}$$

$$n_1 i_1'(t) + n_2 i_2(t) + n_3 i_3(t) + \dots = 0$$

- 励磁电感可以看作是实际变压器中磁特性的表示。

$$u_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt}$$

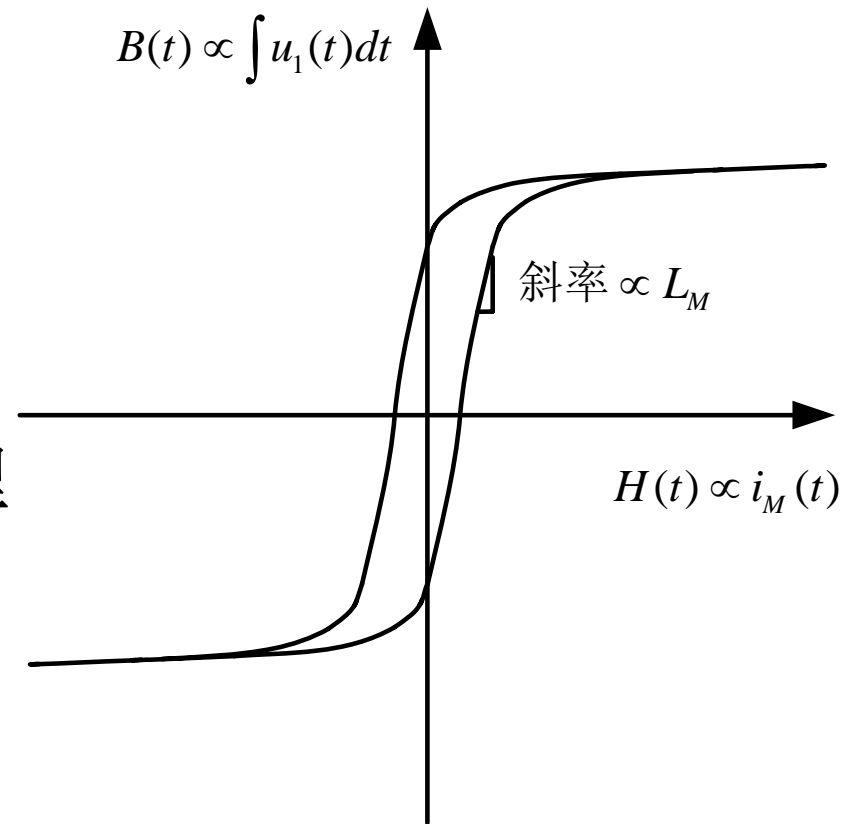
# 励磁电感 $L_M$

$$u_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt}$$

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t u_1(\tau) d\tau$$

## ◆ 应用电感伏秒平衡原理

$$0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_1(t) dt$$

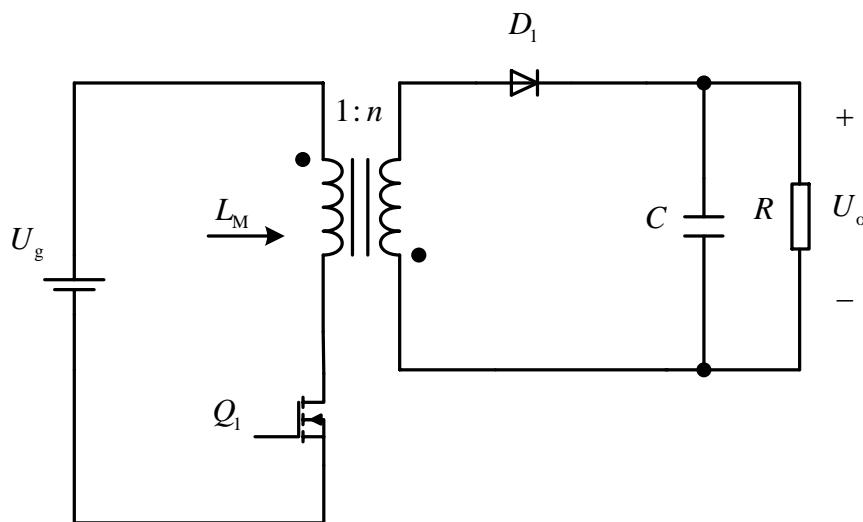


变压器磁芯的B—H特性

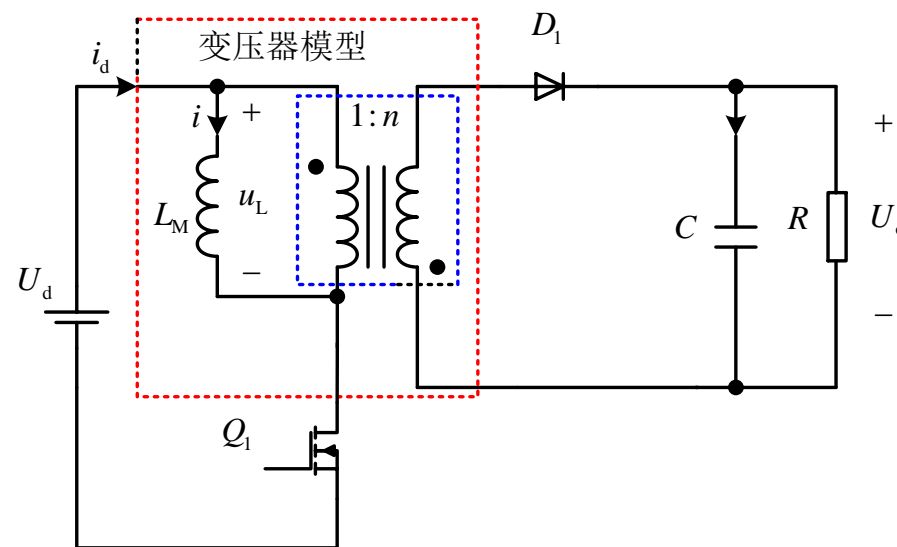
# 反激式变换器

## ◆ 包含变压器的直流变换器分析方法

- 将实际变压器用其包含励磁电感和理想变压器的等效电路代替。
- 将伏秒平衡原理应用于励磁电感和其他电感。

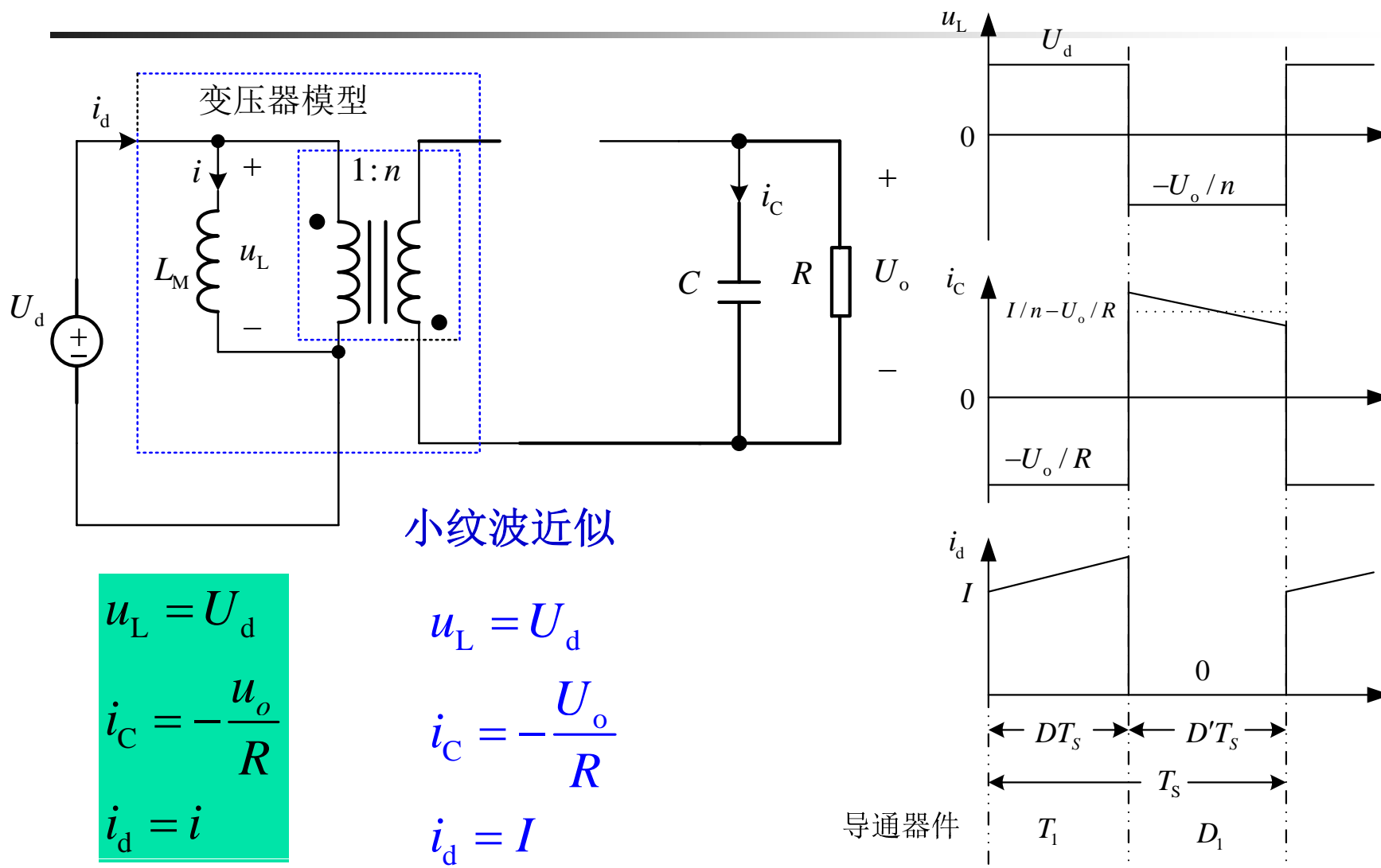


反激式变换器

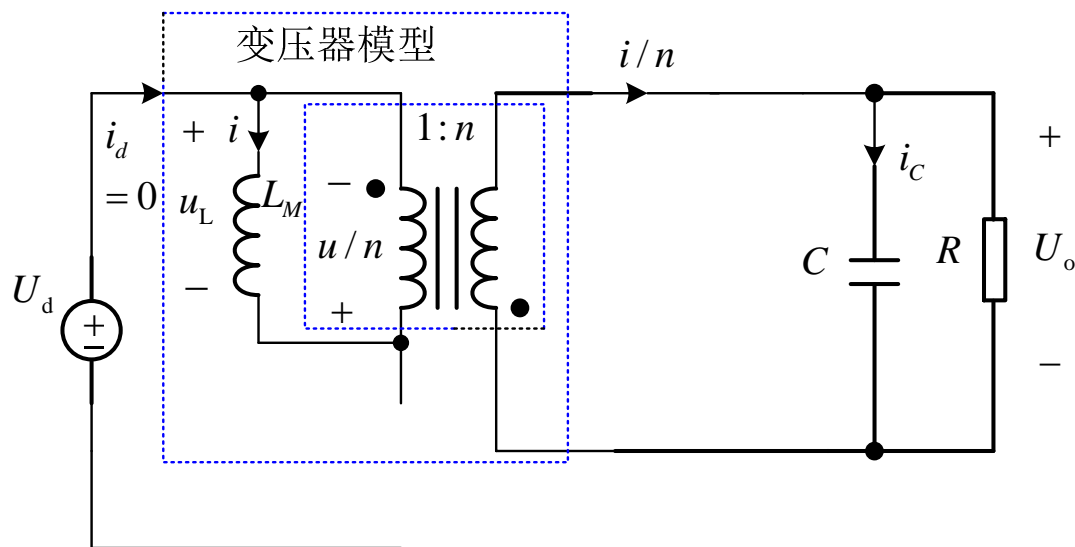


变压器等效电路模型

# 在子区间1



## 在子区间2



$$u_L = -\frac{u_o}{n}$$

$$i_C = \frac{i}{n} - \frac{u_o}{R}$$

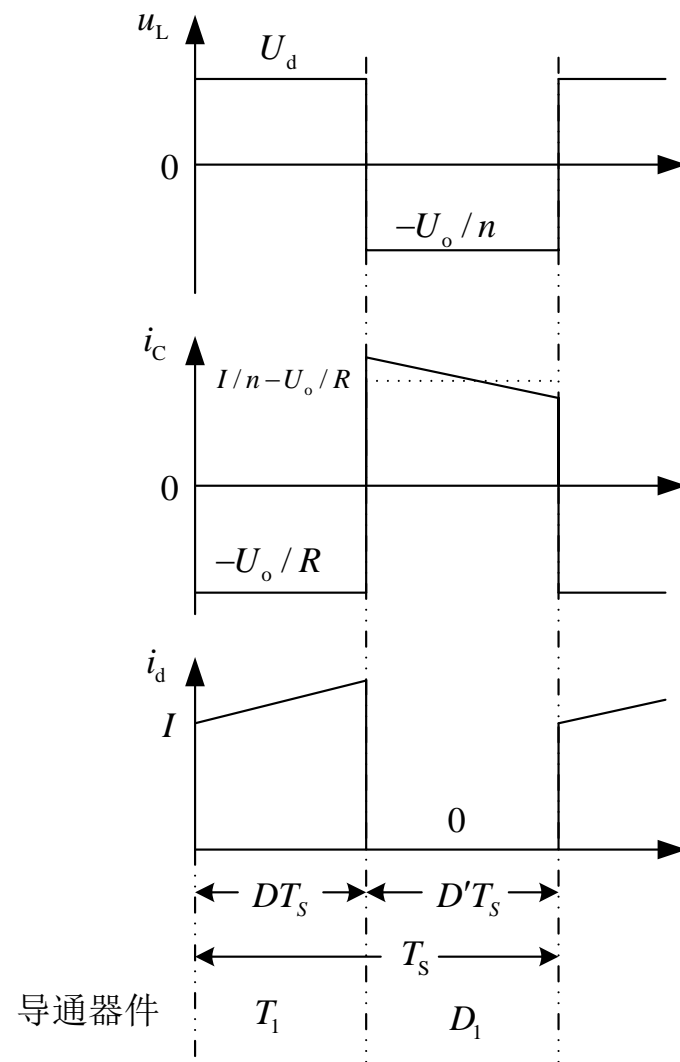
$$i_d = 0$$

小纹波近似

$$u_L = -\frac{U_o}{n}$$

$$i_C = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}$$

$$i_d = 0$$



- ◆ 应用伏秒平衡原理于原边侧励磁电感

$$\langle u_L \rangle = D(U_d) + D' \left( -\frac{U_o}{n} \right) = 0$$

- ◆ 解变换比得

$$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = n \frac{D}{D'}$$

- ◆ 应用电容充电平衡原理于输出电容C

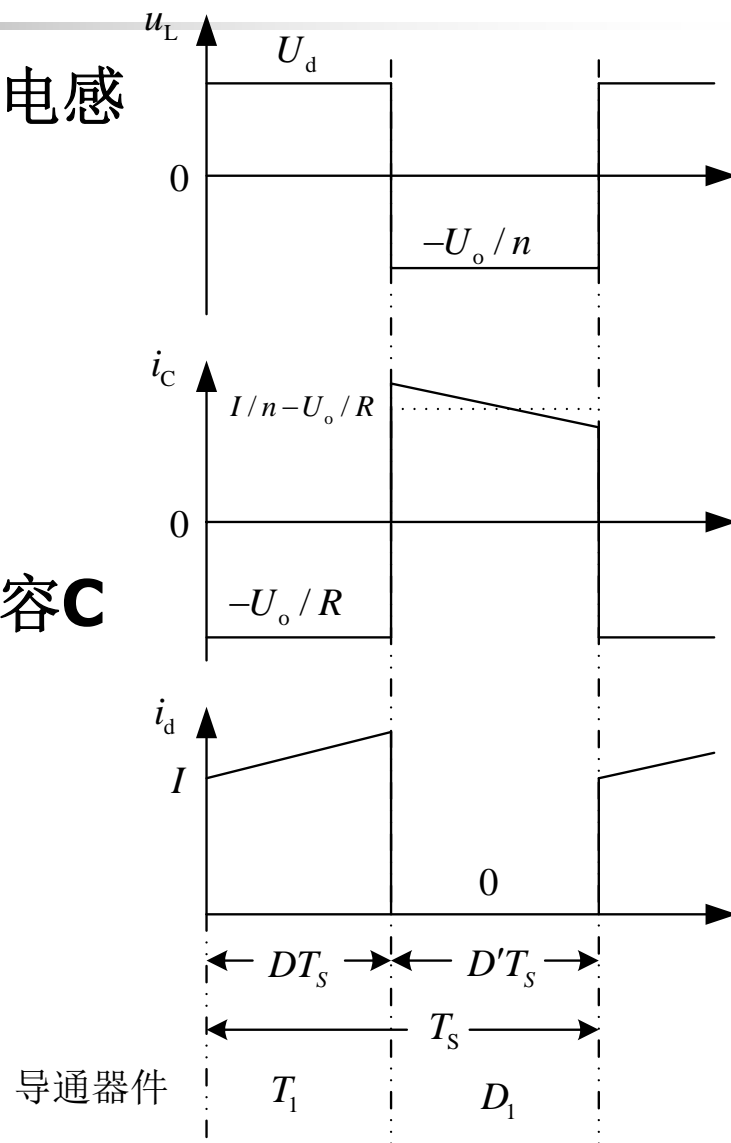
$$\langle i_C \rangle = D \left( -\frac{U_o}{R} \right) + D' \left( \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) = 0$$

- ◆ 解I得

$$I = \frac{nU_o}{D'R}$$

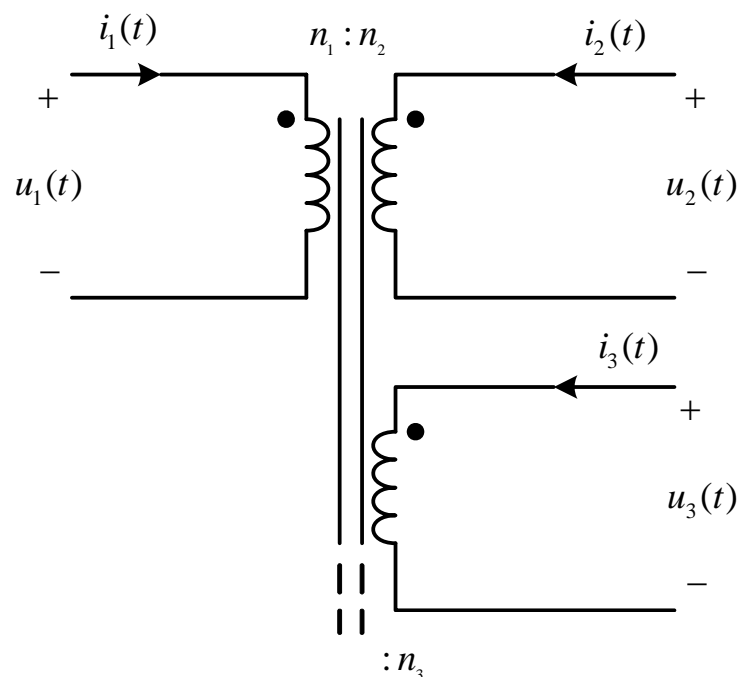
- ◆ 电源电流的直流成分为

$$I_d = \langle i_d \rangle = D(I) + D'(0) = DI$$



# 采用变压器隔离型直流变换电路的意义

- ◆ 实现变换器输入与输出的直流隔离。
- ◆ 采用高频隔离变压器，减小变压器体积。
- ◆ 当需要高的升压或降压变换比时，通过选择合适的变压器变比，可以将施加在晶体管和二极管上的电压或电流应力最小化。
- ◆ 通过增加多组副边绕组和副边侧电路可以获得多组直流输出。



# 作业

---

## ◆ P117: 2-1, 2-2